

ASYNCHRONMASCHINENANTRIEB MIT ZWEI MAGNETISCH GEKOPPELTEN PULSWECHSELRICHTERN

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der

Fakultät für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

RALF SESING
Lünen

Bochum 1987

ASTRONOMISCHES INSTRUMENT MIT
ZWEI MAGNETISCH GEKOPFTE
HILFSWECHSELN

Digitized by the Internet Archive
in 2026

ASYNCHRONMASCHINENANTRIEB MIT ZWEI MAGNETISCH GEKOPPELTEN PULSWECHSELRICHTERN

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der

Fakultät für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

RALF SESING
Lünen

Bochum 1987

Dissertation eingereicht am: 28. Januar 1987

Tag der mündlichen Prüfung: 13. Mai 1987

Referent: Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. H.-Ch. Skudelny

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität Bochum.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock danke ich herzlich für die freundliche Unterstützung und die wertvollen Anregungen zu dieser Arbeit.

Herrn Prof. Dr.-Ing H.-Ch. Skudelny danke ich für die Übernahme des Korreferates und das Interesse, daß er dieser Arbeit entgegenbrachte.

Mein Dank gilt auch allen Mitarbeitern und Studenten des Lehrstuhls EAEE, die durch ihre engagierte Zusammenarbeit zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

INHALT

0.	Einleitung	7
1.	Allgemeines	11
1.1	Formelzeichen und Begriffe	11
1.2	Normierungsgrößen	13
1.3	Grundlegende Definitionen	14
2.	Magnetische Kopplung zweier Wechselrichter mittels einer Drehstromsaugdrossel	15
2.1	Die Drehstromsaugdrossel	15
2.1.1	Prinzipielle Funktionsweise der DSD	15
2.1.2	Berechnungsgleichungen	18
2.1.3	Darstellung der Last- und Saugdrosselspan- nungen für eine ideale DSD	21
2.2	Berechnung der Ströme	27
2.2.1	Allgemeine Gleichungen zur Berechnung der Lastströme	27
2.2.2	Berechnung der Verzerrungsströme für die lineare DSD	29
2.2.3	Berechnung der Verzerrungsströme für die sättigbare DSD	30
2.3	Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Stromzeitverläufe	35
2.4	Verwendete Taktmuster	38
2.5	Berechnungsergebnisse	41
2.6	Optimierung der Fünffachtaktung	49
3.	Taktmustererzeugung	64
3.1	Asynchrone Taktvarianten	68
3.1.1	Erzeugung von Raumzeigern im Mittel	68
3.1.2	Sollraumzeigervorgabe für zwei Wechselrichter	73
3.1.3	Realisierung der freien Taktung bei Kopplung über eine DSD	74
3.1.3.1	Phasenkorrektur	80
3.2	Synchrone Taktvarianten	82

3.2.1	Taktmustererzeugung bei Viertelschwingungs- symmetrie	82
3.2.2	Zwischentaktverschiebung	86
3.3	Realisierung der synchronen Taktvarianten beim sechssträngigen System	87
3.3.1	Taktartumschaltungen zwischen den synchronen Taktvarianten	91
3.3.2	Zwischentaktverschiebung	93
3.4	Hardwarekonfiguration des Steuersatzes	95
4.	Die Regelung des Versuchsantriebs	98
4.1	Reglerstruktur	99
4.2	Gleichungen der Asynchronmaschine	100
4.3	Realisierung der Regelung	103
4.3.1	Spannungseinstellung	103
4.3.2	Stromerfassung	104
4.3.3	Frequenzeinstellung	105
4.3.4	Phasenvorsteuerung	107
4.3.5	Drehzahlregelung	107
4.4	Reglerhardware	109
5.	Betriebsergebnisse	111
5.1	Beschreibung des Versuchsantriebes	111
5.1.1	Verwendete Asynchronmaschine	111
5.1.2	Verwendete Wechselrichter	112
5.1.3	Die Drehstromsaugdrosseln	115
5.2	Verzerrungsstromreduktion durch die DSD	116
5.2.1	Der stationäre Betrieb	117
5.2.2	Die Taktartumschaltungen	127
5.3	Die Antriebsregelung	130
6.	Zusammenfassung	135
7.	Literatur	136
A.	Anhang	
A1	Berechnung der Verzerrungsströme bei nicht idealer Maschine	138
A2	Ergebnisse	140

0. Einleitung

Bei Antrieben mit wechselrichter gespeisten Asynchronmaschinen großer Leistung, wie sie z.B. als Fahrmotoren in modernen Drehstromlokomotiven eingesetzt werden, muß insbesondere auf eine möglichst hohe Ausnutzung sowohl der Wechselrichter, als auch der verwendeten Maschinen geachtet werden. Zum einen ist das Bauvolumen innerhalb der Drehgestelle begrenzt, zum anderen sind auch Gewicht und Volumen der im Fahrzeug mitgeführten Versorgungsaggregate scharfen Grenzen unterworfen. Bei derartigen Traktionsantrieben werden zur Glättung der Motorströme lineare Vordrosseln eingesetzt. Die Vorteile dieser Maßnahme sind zum ersten eine Verminderung der Scheitelwerte des der Grundschiwingung überlagerten Verzerrungsstromes, was sich günstig auf die Wechselrichterdimensionierung auswirkt, zum zweiten eine Senkung des Verzerrungsstromeffektivwertes, wodurch eine bessere Motorausnutzung erreicht wird. Demgegenüber ist als schwerwiegender Nachteil eine mit steigender Frequenz anwachsende Reduktion der Spannungsgrundschiwingung zu nennen, die eine Überbrückung der Vordrosseln bei einer Frequenz von ca. 70 Hz erforderlich macht.

Bei den Lokomotiven der Baureihe E 120 z.B. beträgt die Induktivität der installierten Vordrosseln etwa 50% der Kurzschlußinduktivität des Fahrmotors /1/. Der hierdurch auftretende Grundschiwingungsspannungsfall bedingt eine Erhöhung der notwendigen Wechselrichterleistung um ca. 6%.

Zur Vermeidung dieses Nachteils werden höherpulsige oder dreistufige /2/ Wechselrichter vorgeschlagen, wobei die letztere Lösung steuerbare Nullventile enthält und damit eine Neukonstruktion der Wechselrichter erfordert. Will man dies umgehen, bietet sich vor allem bei den angesprochenen großen Leistungen, zu deren Bereitstellung ohnehin meist mehrere Wechselrichter benötigt werden, die Anwendung von Drehstromsaugdrosseln (DSD) an, deren Tauglichkeit bereits durch digitale und analoge Simulationen bestätigt wurde /3/, /4/. Diese Lösung zeichnet sich unter anderem dadurch aus, daß der gesamte

Leistungsteil der verwendeten Wechselrichter in unveränderter Form erhalten bleiben kann.

Drehstromsaugdrosseln stellen selektive Filter dar, die in der Lage sind, bestimmte Gruppen von Harmonischen aus zwei ober-schwingungsbehafteten Spannungsquellen zu eliminieren. Sie arbeiten nach dem Prinzip eines Schwenktransformators, der zwei Wechselrichter magnetisch miteinander koppelt. Mit ihrer Hilfe lassen sich die Verzerrungsströme vermindern, ohne daß die Strom- bzw. Spannungsgrundschiwingung beeinflußt wird. Dies bringt zumindest für stationäre Verhältnisse einen entsprechenden Vorteil für die Auslegung der Wechselrichter. Da die DSD keine Spannungsgrundschiwingung aufnimmt, durch die im wesentlichen die Bauleistung einer linearen Vordrossel bestimmt wird, ergibt sich bei gleicher Reduzierung der Verzerrungsstromschiwitelwerte insgesamt eine Bauleistungsverminderung der Glättungsmittel. Weiterhin können die Überbrückungsschalter entfallen, was zusätzliche Gewichts- und Wartungsvorteile mit sich bringt. Darüber hinaus bietet die Saugdrossel im Gegensatz z. B. zu dreistufigen Wechselrichtern die Möglichkeit, die Höhe der Verzerrungsstromschiwitelwerte zwischen zwei Grenzwerten den jeweiligen Wechselrichtererfordernissen anzupassen. Die Grenzwerte werden bestimmt durch den theoretischen Grenzfall der Wechselrichterkopplung über eine ideale DSD und zum zweiten durch ungekoppelten Betrieb (Lastspannungen entsprechend normalem Zweipunktwechselrichterbetrieb). Im Kurzschlußfall führt die Anwendung der DSD gegenüber der Vordrossellösung allerdings zu höheren Motorströmen.

Für den praktischen Einsatz einer solchen Saugdrossel muß angestrebt werden, das durch die Parameter Hauptinduktivität und Sättigungsfluß der DSD bestimmte Funktionsvermögen möglichst vollständig auszunutzen. Darüber hinaus müssen Taktartwechsel und dynamische Belastungsänderungen zumindest in einem Maße beherrscht werden, wie es bei Hochleistungsantrieben üblich ist.

Für die Berechnung dieser Parameterabhängigkeiten wurde eine an die DSD angepaßte Darstellungsform des Gesamtsystems ent-

wickelt /5/, die es erlaubt, mit einem entsprechenden Rechenverfahren /6/ alle auftretenden Größen auch für den gesättigten Fall auf einfache und schnelle Art zu bestimmen. Auf Grund des geringen Bedarfs an Rechenzeit bei dieser Methode ist es problemlos möglich, auch Optimierungsrechnungen hinsichtlich der Schaltwinkel der Wechselrichter durchzuführen, sodaß die optimale Nutzung einer vorgegebenen, durch ihre Hauptinduktivität und ihren Sättigungsfluß beschriebenen DSD ermöglicht wird. Hierfür müssen jedoch entsprechende Anforderungen an die Wechselrichtersteuerung gestellt werden. Zum einen müssen beide Wechselrichter sowohl stationär, als auch dynamisch mit einer konstanten Grundswingungsphasenverschiebung betrieben werden. Dies setzt eine exakte Synchronisation der beiden Steuersätze voraus, was in analoger Technik einen entsprechenden Mehraufwand erfordert. Weiterhin müssen die Winkellagen der bei den synchronisierten Taktverfahren erforderlichen Zwischentakts entsprechend den Optimierungsergebnissen veränderbar sein. In dieser Beziehung erweist sich ein in analoger Technik aufgebauter Steuersatz als zu unflexibel. Abhilfe schafft hier die Verwendung eines Mikrorechners. Zum ersten wird hierbei eine beliebige Einstellung der Zwischenaktlagen möglich, zum zweiten ist ein einziger Rechner in der Lage, die Pulsmuster für alle sechs Wechselrichterausgangspole zu generieren, d.h. es wird nur noch ein Steuersatz für beide Wechselrichter benötigt, was einen entsprechenden Minderaufwand an Hardware mit sich bringt.

Ausgehend von einem mit Raumzeigern arbeitenden Beschreibungsverfahren für Doppelwechselrichter /5/ geschieht die Sollwertvorgabe zur Bildung der Pulsmuster durch einen für beide Wechselrichter gemeinsamen sog. Sollraumzeiger (SRZ), durch den die Amplitude und die Grundswingungsfrequenz der Ausgangsspannungssysteme beider Wechselrichter bestimmt wird. Hierdurch sind die Schnittstellen des Steuersatzes zu seiner Umgebung klar definiert, was den Anforderungen nach Modularität und Autarkie im Entwicklungsstadium entgegenkommt. Letzteres ist besonders wichtig im Hinblick auf die Störsicherheit, da

der Steuersatz unabhängig von der Regelung überwacht werden kann. Weiterhin wird eine Vermischung der Regelungs- und Steuerungsfunktionen vermieden, wie sie z.B. in analogen Antriebselektroniken nicht selten zu finden ist. Dementsprechend muß die Regelung des Versuchsantriebes konzipiert sein, d.h. der Regler muß in der Lage sein, den Sollraumzeiger nach Amplitude und Phasenlage vorzugeben. Diese Art der Vorgabe ermöglicht bei entsprechender Kenntnis der Maschinenparameter, die ja bei Motoren des angesprochenen Leistungsbereiches gewährleistet ist, eine Regelung mit weitestgehender Vorsteuerung, die sich nicht, wie es in analoger Technik häufig geschieht, auf die Amplitude beschränkt, sondern auch Änderungen der Phasenlage z.B. zum Momentenaufbau oder bei sehr niedrigen Frequenzen einschließt. Dies bringt vor allem in Bezug auf die dynamischen Eigenschaften bei Beibehaltung einer einfachen Reglerstruktur und entsprechend einfacher Istwerterfassung Vorteile.

1. Allgemeines

1.1 Formelzeichen und Begriffe

Allgemeine Größen

<u>a</u>	Drehoperator
a	Aussteuerung
b	relative Hauptinduktivität der DSD
f	allgemeine Funktion
f	Frequenz
i	Strom
j	imaginäre Einheit
L	Induktivität
M	Moment
n	Drehzahl
p	Polpaarzahl
R	Strangbezeichnung
S	Strangbezeichnung
t	normierte Zeit
T	Strangbezeichnung
T	normierte Periodendauer
T	Taktzahl
u	Spannung
U	Strangbezeichnung
V	Strangbezeichnung
W	Strangbezeichnung
w	Windungszahl
W	Windungszahl
Ψ	magnetische Flußverkettung
Θ	Durchflutung
τ	Zeitkonstante
γ	Winkel
φ	Winkel
ω	Kreisfrequenz

Indizes

d	Durchlaßtyp
dr	(Saug)drossel
g	Grundschwingung
g	Gegenspannung
h	Haupt(induktivität)
id	ideal
lin	linear
m	Last(Motor-)spannung
max	Maximalwert
min	Minimalwert
N	Nennwert
R	Rotor
S	Ständer
s	Sperrtyp
sat	Sättigungswert
soll	Sollwert
q	Quelle
v	Verzerrungsgröße
σ	Streuung
1	Strangbezeichnung bei Rotationssymmetrie
1	Grundschwingung
1	Lastsystem 1
2	Lastsystem 2
2	Strangbezeichnung bei Rotationssymmetrie
3	Strangbezeichnung bei Rotationssymmetrie
μ	Magnetisierungs- (strom)

Sonderzeichen

$\hat{x}$	Scheitelwert
$\dot{x}$	Ableitung nach der Zeit
$\underline{x}$	komplexe Größe
$\underline{\underline{x}}$	Raumzeiger

1.2 Normierungsgrößen

Alle in Abschnitt 2 angegebenen Gleichungen werden der Einfachheit halber ohne weitere Kennzeichnung in normierter Form angegeben. Für die Normierung wurden die im folgenden angegebenen Bezugsgrößen verwendet.

Alle Spannungen werden auf die halbe Zwischenkreisspannung normiert:

$$u' = \frac{u_d}{2} \quad (1.2/1)$$

Normierungsgröße für die Ströme ist der Scheitelwert des Kurzschlußstromes der Last :

$$i' = \frac{4 u_d / 2}{\pi \omega_N L_G} \quad (1.2/2)$$

Durchflutungsgrößen werden auf die Windungszahl W bezogen angegeben. Dadurch ergibt sich insgesamt für die Normierungsgröße der Durchflutung Θ' :

$$\Theta' = W \frac{4 u_d / 2}{\pi \omega_N L_G} \quad (1.2/3)$$

Alle auftretenden Flußgrößen werden auf das Produkt aus Nennperiodendauer und halber Zwischenkreisspannung bezogen:

$$\psi' = T_N \frac{u_d}{2} \quad (1.2/4)$$

Normierungsgröße für Reaktanzen ist die Streuinduktivität der Last:

$$L' = L_G \quad (1.2/5)$$

Alle auftretenden Kreisfrequenzen werden auf die Nennkreisfrequenz der Maschine normiert:

$$\omega' = \omega_N \quad (1.2/6)$$

Alle Zeiten werden im Hinblick auf das später noch erläuterte Berechnungsverfahren auf die Grundswingungsperiodendauer der jeweiligen Größen bezogen angegeben:

$$t' = T \quad (1.2/7)$$

1.3 Allgemeine Definitionen

Alle auftretenden Raumzeigergrößen werden nach der Raumzeigerdefinition nach Kovacs /7/ gebildet:

$$\underline{z}(t) = \frac{2}{3} (z_1(t) + \underline{a} z_2(t) + \underline{a}^2 z_3(t)) \quad (1.3/1)$$

Diese bietet im Gegensatz zur Raumzeigerdefinition nach DIN 13321 /8/ den Vorteil der Spannungs- bzw. Strominvarianz, was bei der Beschreibung der Drehstromsaugdrossel der leistungsinvarianten Darstellung vorzuziehen ist.

Als Maß für die Hauptinduktivität der Drehstromsaugdrossel wird die Größe b eingeführt:

$$b = - \frac{3}{2} \frac{L_h}{L_G} \quad (1.3/2)$$

Ableitungen nach der normierten Zeit werden mit einem "°" über dem Formelbuchstaben gekennzeichnet, z.B.:

$$\dot{\underline{i}}, \dot{\underline{\psi}} \quad (1.3/3)$$

Die Aussteuerung a eines Wechselrichters gibt das Verhältnis der Grundswingungsamplitude der Ausgangsspannung zur maximal möglichen Grundswingungsamplitude an:

$$a = \frac{u_{q,g}}{u_{q,g,max}} \quad (1.3/4)$$

2. Magnetische Kopplung zweier Wechselrichter mittels einer Drehstromsaugdrossel

2.1 Die Drehstromsaugdrossel

2.1.1 Prinzipielle Funktionsweise der DSD

Bild 2.1.1/1 zeigt das Prinzipschaltbild der untersuchten Schaltung. Zwei Wechselrichter (WR), die mit konstanter Grundswingungsphasenverschiebung betrieben werden, speisen

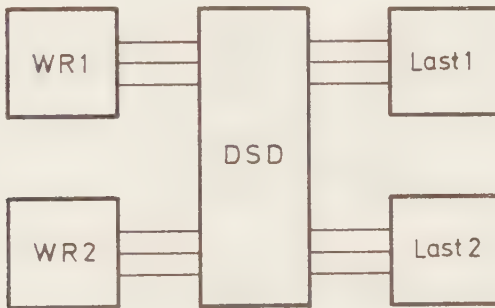


Bild 2.1.1/1: Prinzipschaltbild der untersuchten Anordnung

jeweils eine Last. Sie werden durch die DSD, die ähnlich einem Schwenktrafo arbeitet, magnetisch gekoppelt. Hierbei muß sichergestellt werden, daß zum einen der Schwenkwinkel der DSD mit der Phasenverschiebung der Wechselrichterausgangsspannungssysteme übereinstimmt und zum zweiten die Lasten möglichst gleich sind, da anderenfalls die Saugdrossel grundfrequente Spannungen aufnehmen müßte, was ihre Wirkung beeinträchtigen kann. Variiert man die Phasenverschiebung der Spannungssysteme der Wechselrichter gegeneinander und damit verbunden auch den Schwenkwinkel der DSD, lassen sich bestimmte Werte hierfür finden, bei denen sich die Drosseldurchflutungen bestimmter Harmonischer kompensieren, die anderer dagegen addieren, sodaß für erstere lediglich die Streuinduktivität der Saugdrossel wirksam ist, für die letzteren dagegen die Hauptinduktivität. In der Praxis bietet sich ein Schwenkwinkel von 30° an. In diesem Fall werden von der

Saugdrossel die Harmonischen der Ordnungszahl

$$n = 1 \pm 6 \cdot (2k - 1) \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.1.1/1)$$

aufgenommen /9/, wobei das Vorzeichen angibt, ob es sich um ein Mit- (+) oder ein Gegensystem (-) handelt. Dies bedeutet, daß vor allem die bei niedrigen Taktzahlen auftretenden Harmonischen der 5. und 7. Ordnung reduziert werden können, die den Laststrom besonders stark beeinflussen.

Eine mögliche Realisierungsform der DSD zeigt Bild 2.1.1/2. Sie besteht aus drei Kernen mit je vier Wicklungen, von denen

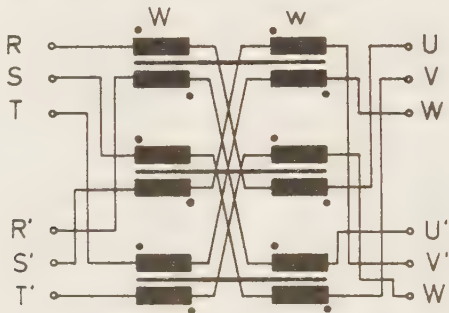


Bild 2.1.1/2: mögliche Realisierungsform der DSD

jeweils zwei die gleichen Windungszahlen aufweisen. Für einen Schwenkwinkel von 30° ergibt sich ein Windungszahlverhältnis von /4/,/9/:

$$\frac{w}{W} = \frac{\sin 15^\circ}{\sin 45^\circ} = \frac{\sqrt{3} - 1}{2} \quad (2.1.1/2)$$

Eine derart aufgebaute DSD wurde an einem 120 kW- Versuchs- antrieb gemäß Bild 2.1.1/3 in Betrieb genommen, an dem alle praktischen Erprobungen und Messungen durchgeführt wurden. Ein netzgeführter 200 kW- Doppelwegstromrichter speist über einen Gleichspannungszwischenkreis zwei nahezu gleiche Zweipunkt- wechselrichter mit Spannungszwang. Diese werden entsprechend dem oben Gesagten mit einer Grundsicherungsphasenverschiebung der Ausgangsspannungssysteme von 30° betrieben. Über die DSD wird eine vierpolige Asynchronmaschine mit zwei elektrisch um

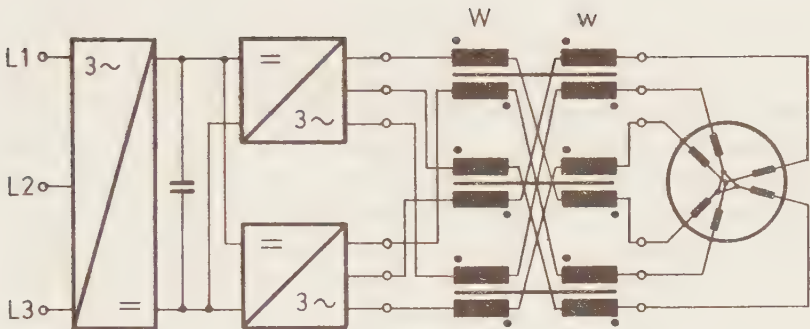


Bild 2.1.1/3: Systemkonfiguration des Versuchsantriebs

30° versetzten Ständerwicklungen gespeist. Bei dieser Maschine handelte es sich zunächst um einen umgewickelten Normmotor, bei dem die Ober- und Unterspulen einer Nut jeweils nicht zur gleichen Wicklung gehören. Dies verursacht eine starke Kopplung der Ständerstreufelder, was zur Folge hat, daß die Ständerstreureaktanz der Maschine für alle Harmonischen, die infolge ihrer resultierenden Phasenlage gegensinnige magnetische Flüsse hervorrufen, stark herabgesetzt wird. Später wurde dieser Motor durch einen Umrichtermotor ersetzt, bei dem die Wicklungen der beiden dreisträngigen Systeme in unterschiedlichen Nuten liegen, wodurch eine Kopplung der Streuinduktivitäten beider Systeme weitgehend vermieden wird.

Die Ausführung der Maschine als Doppelmotor hat den Vorteil, daß sich nicht nur stationär, sondern auch dynamisch für beide Systeme die gleiche Belastung ergibt. Dies verhindert sicher eine Magnetisierung der drei magnetisch nicht gekoppelten Einheiten der Saugdrossel durch grundfrequente Ströme.

Die im Versuchsaufbau verwendete DSD wurde in zwei Baugruppen etwa gleicher Bauleistung unterteilt. Damit ist es möglich, rechnerische Ergebnisse für unterschiedliche Sättigungsflüsse durch mechanisches Überbrücken einer Drosselgruppe experimentell zu bestätigen.

2.1.2 Berechnungsgleichungen

Für die digitale Simulation und Berechnung der Verzerrungsströme muß der Versuchsantrieb nach Bild 2.1.1/3 durch ein entsprechendes Ersatzschaltbild dargestellt werden. Da für die Verzerrungsströme hinsichtlich des Motors in erster Näherung nur seine Streuinduktivität maßgebend ist, lassen sich die beiden Teillasten vereinfacht durch Längsinduktivitäten und Gegenspannungsquellen annähern, wobei eine motorseitige Verkopplung der beiden Systeme zunächst vernachlässigt wird. Die Längsinduktivitäten repräsentieren hierbei die gesamten auftretenden Streureaktanzen einschließlich die der Zuleitungen und die der DSD. Für die Gegenspannungsquellen wird vorausgesetzt, daß sie grundfrequente Spannungssysteme gleicher Amplitude generieren, die die gleiche Phasenverschiebung aufweisen, wie die Wechselrichterausgangsspannungen:

$$\underline{u}_{g2} = \underline{u}_{g1} e^{-j30^\circ} \quad (2.1.2/1)$$

Die Wechselrichter werden vereinfacht durch ideale Spannungsquellen dargestellt. Stromabhängige Spannungsfälle an den Ventilen oder Modulationen der Zwischenkreisspannung können bei Bedarf durch eine entsprechende Korrektur der Spannungen berücksichtigt werden. Eventuelle Streuinduktivitäten der

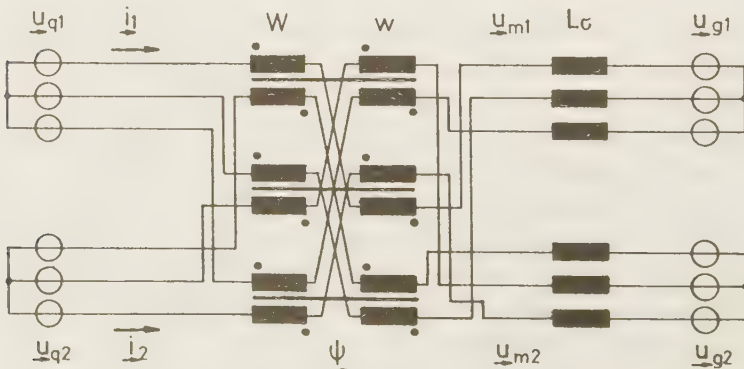


Bild 2.1.2/1: Ersatzschaltbild für die Berechnung

einzelnen Stränge können, -wie bereits erwähnt, durch eine Korrektur der Längsinduktivitäten in die Berechnung einbezogen werden.

Damit ergibt sich insgesamt das Ersatzschaltbild entsprechend Bild 2.1.2/1. Alle auftretenden Spannungen werden hierin durch Raumzeiger beschrieben. Dies ist zulässig, da die Maschinensternpunkte nicht beschaltet sind und somit auftretende Spannungsnullsysteme keinen Einfluß auf die Ströme haben. Aus dem gleichen Grund können auch die Stromgrößen als Raumzeiger dargestellt werden.

Die DSD läßt sich durch die Durchflutungsgleichung und die Magnetisierungskennlinie der verwendeten Eisenkerne beschreiben. Für die auf die Windungszahl W bezogene Durchflutung der Saugdrossel ergibt sich in Raumzeigerschreibweise:

$$\underline{\Theta} = \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j15^\circ} (\underline{i}_1 - \underline{i}_2 e^{j30^\circ}) \quad (2.1.2/2)$$

Der hieraus resultierende Flußraumzeiger läßt sich für den Fall einer linearen DSD wie folgt aus der Hauptinduktivität der Saugdrossel berechnen:

$$\underline{\Psi} = \frac{2}{\pi^2} \frac{2}{3} \underline{\Theta} b L_G \quad (2.1.2/3)$$

Für die Berücksichtigung von Sättigungserscheinungen muß der Schenkelfluß für jeden einzelnen Kern herangezogen werden. In diesem Fall bildet sich ein Flußnullsystem aus, das durch die nullsystemfreie Darstellung durch Raumzeiger nicht erfaßt werden kann. Hier müssen die Durchflutungen der einzelnen Kerne berechnet werden:

$$\Theta_v = \operatorname{Re} (\underline{\Theta} \underline{a}^{2v-2}) \quad \text{mit } v = 1, 2, 3 \quad (2.1.2/4)$$

Die Schenkelflüsse lassen sich dann der Magnetisierungskennlinie der Eisenkerne entnehmen und werden allgemein beschrieben durch:

$$\Psi_v = f (\Theta_v) \quad \text{mit } v = 1, 2, 3 \quad (2.1.2/5)$$

Der hieraus resultierende Flußraumzeiger kann dann entsprechend der Raumzeigergleichung neu berechnet werden:

$$\underline{\psi} = \frac{2}{3} \sum_{v=1}^3 \psi_v \underline{a}^{v-1} \quad (2.1.2/6)$$

Dieser so erhaltene Raumzeiger ist allgemein gültig und kann für alle Berechnungen herangezogen werden.

Als allgemeine Spannungsgleichungen für das Ersatzschaltbild entsprechend Bild 2.1.2/1 erhält man:

$$\underline{u}_{q1} = 2\pi\omega \sqrt{\frac{3}{2}} e^{+j15^\circ} \dot{\underline{\psi}} + \underline{u}_{m1} \quad (2.1.2/6a,b)$$

$$\underline{u}_{q2} = -2\pi\omega \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j15^\circ} \dot{\underline{\psi}} + \underline{u}_{m2}$$

mit $\underline{u}_{m1} = \frac{4}{\pi} \omega \dot{\underline{i}}_1 L_\sigma + \underline{u}_{g1} \quad (2.1.2/7a,b)$

$$\underline{u}_{m2} = \frac{4}{\pi} \omega \dot{\underline{i}}_2 L_\sigma + \underline{u}_{g2}$$

Der Spannungsabfall an der DSD läßt sich in normierter Form für die beiden Lastzweige als Differenz zwischen der Wechselrichterspannung $\underline{u}_q$ und der Last- (Motor) spannung $\underline{u}_m$ berechnen:

$$\underline{u}_{dr1} = \underline{u}_{q1} - \underline{u}_{m1} = 2\pi\omega \sqrt{\frac{3}{2}} e^{+j15^\circ} \dot{\underline{\psi}} \quad (2.1.2/8a,b)$$

$$\begin{aligned} \underline{u}_{dr2} &= \underline{u}_{q2} - \underline{u}_{m2} = -2\pi\omega \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j15^\circ} \dot{\underline{\psi}} \\ &= -\underline{u}_{dr1} e^{-j30^\circ} \end{aligned}$$

Für den theoretischen Fall einer idealen Saugdrossel (unendliche Hauptinduktivität, keine Sättigung) gilt:

$$\underline{\theta}_{id} = 0 \quad (2.1.2/9)$$

$$\Leftrightarrow \underline{i}_1 = \underline{i}_2 e^{j30^\circ}$$

Setzt man dies unter Berücksichtigung von (2.1.2/1) in (2.1.2/7) ein, erhält man:

$$\underline{u}_{m2} = \underline{u}_{m1} e^{-j30^\circ} \quad (2.1.2/10)$$

Berücksichtigt man diese Bedingung in (2.1.2/6), erhält man die Lastspannungen unter Zugrundelegung einer idealen DSD:

$$\underline{u}_{m1,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q1} + \underline{u}_{q2} e^{+j30^\circ}) \quad (2.1.2/11a,b)$$

$$\underline{u}_{m2,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q2} + \underline{u}_{q1} e^{-j30^\circ})$$

$$= \underline{u}_{m1,id} e^{-j30^\circ}$$

Die Saugdrosselspannungen ergeben sich in diesem speziellen Falle zu: (2.1.2/12a,b)

$$\underline{u}_{dr1,id} = \underline{u}_{q1} - \underline{u}_{m1,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q1} - \underline{u}_{q2} e^{+j30^\circ})$$

$$\underline{u}_{dr2,id} = \underline{u}_{q2} - \underline{u}_{m2,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q2} - \underline{u}_{q1} e^{-j30^\circ})$$

$$= -\underline{u}_{dr1} e^{-j30^\circ}$$

2.1.3 Darstellung der Last- und Saugdrosselspannungen für eine ideale DSD

Stellt man die Ausgangsspannungen eines dreisträngigen Zweipunktwechselrichters in bekannter Weise durch einen Raumzeiger dar, so kann dieser bei konstanter Zwischenkreisspannung sieben verschiedene Augenblickswerte, im folgenden mit Raumzeigerwerten bezeichnet, annehmen. Sie ergeben sich aus den 2^3 möglichen Wechselrichterschaltzuständen, die in Bild 2.1.3/1 dargestellt sind.

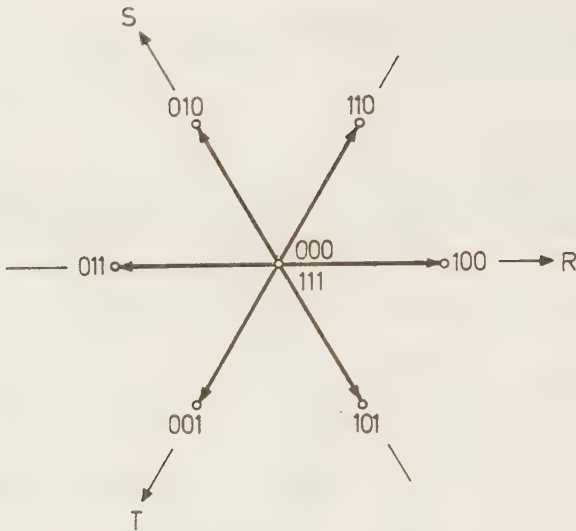


Bild 2.1.3/1: Raumzeigerwerte eines dreisträngigen Zweipunktwechselrichters

Da sich einige Raumzeigerwerte mit verschiedenen Wechselrichterschaltzuständen realisieren lassen, werden hier zur Unterscheidung sogenannte Zustandsraumzeiger (ZRZ) eingeführt, bei denen ein Zahlentripel den zugehörigen Schaltzustand des Wechselrichters beschreibt. Hier bedeutet eine "1" positives Potential an einem der Lastanschlußpunkte, eine "0" negatives. Die Ziffern sind den einzelnen Strängen des Wechselrichters von links nach rechts in der Reihenfolge (R), (S) und (T) zugeordnet. Die möglichen Augenblickswerte der Lastspannungen der einzelnen Stränge erhält man durch die Projektion der Raumzeigerwerte auf die den Strängen zugeordneten Projektionsachsen. Die Zustandsraumzeiger $\underline{Z}_{(000)}$ und $\underline{Z}_{(111)}$, im folgenden Nullraumzeiger genannt, sind den Schaltzuständen 000 und 111 zugeordnet. Sie haben den Betrag Null, denn in beiden Zuständen bestehen zwischen den Lastanschlußpunkten keine Potentialunterschiede.

Ordnet man den beiden Ausgangsspannungssystemen der Wechselrichter jeweils einen Grundschwingungsraumzeiger

$u_{qv,g}$, $v=1,2$ zu, so erhält man entsprechend dem geforderten Phasenversatz zwei mit einem Abstand von 30° rotierende Zeiger, wobei die Projektionsachsen für die einzelnen Stränge der beiden Wechselrichter aufeinanderfallen. Verdreht man nun die Projektionsachsen des zweiten Systems gegenüber denen des ersten um 30° , erhält man eine Darstellung, bei dem die Grundswingungszeiger beider Systeme identisch sind, soweit die geforderten Bedingungen hinsichtlich der Wechselrichter-ansteuerung erfüllt sind, wovon im folgenden ausgegangen wird. Zum ersten System gehören in diesem Fall die Projektionsachsen R, S und T; zum zweiten aber die Projektionsachsen R', S' und T', wie in Bild 2.1.3/2 dargestellt ist.

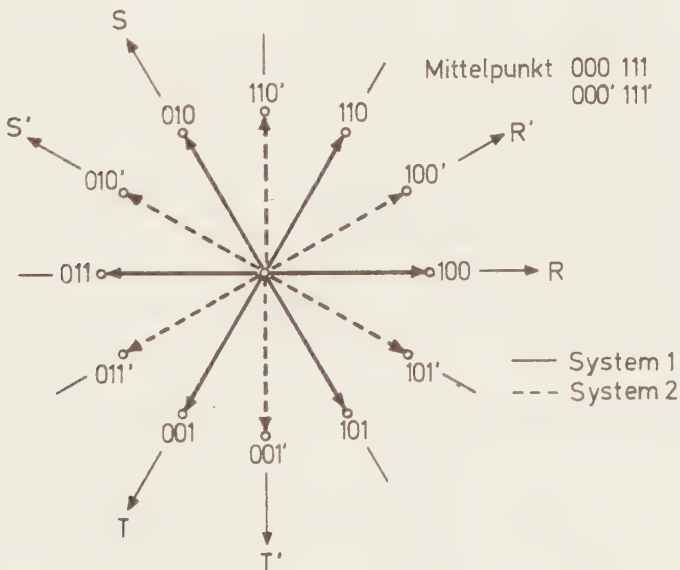


Bild 2.1.3/2: Raumzeigerwerte zweier dreisträngiger Zweipunktwechselrichter mit 30° Grundswingungsphasenverschiebung

Bei Zugrundelegung dieser Darstellungsweise erhält man die Raumzeiger der Lastspannungen beider Systeme durch die arithmetische Mittelwertbildung der beiden jeweils relevanten Zustandsraumzeiger, da die durchgeführte Projektionsachsen-

verdrehung genau der nach Gleichung (2.1.2/11) erforderlichen Multiplikation mit e^{j30° entspricht.

Die Momentanwerte der Lastspannungen der einzelnen Stränge erhält man durch die Projektion der Zustandsraumzeiger der Last auf die Projektionsachsen U, V und W. Die Projektionsachsen für das zweite Lastspannungssystem sind entsprechend (2.1.2/11b) gegenüber denen des ersten um 30° verdreht und in Bild 2.1.3/3 mit den Bezeichnungen U', V' und W' gekennzeichnet.

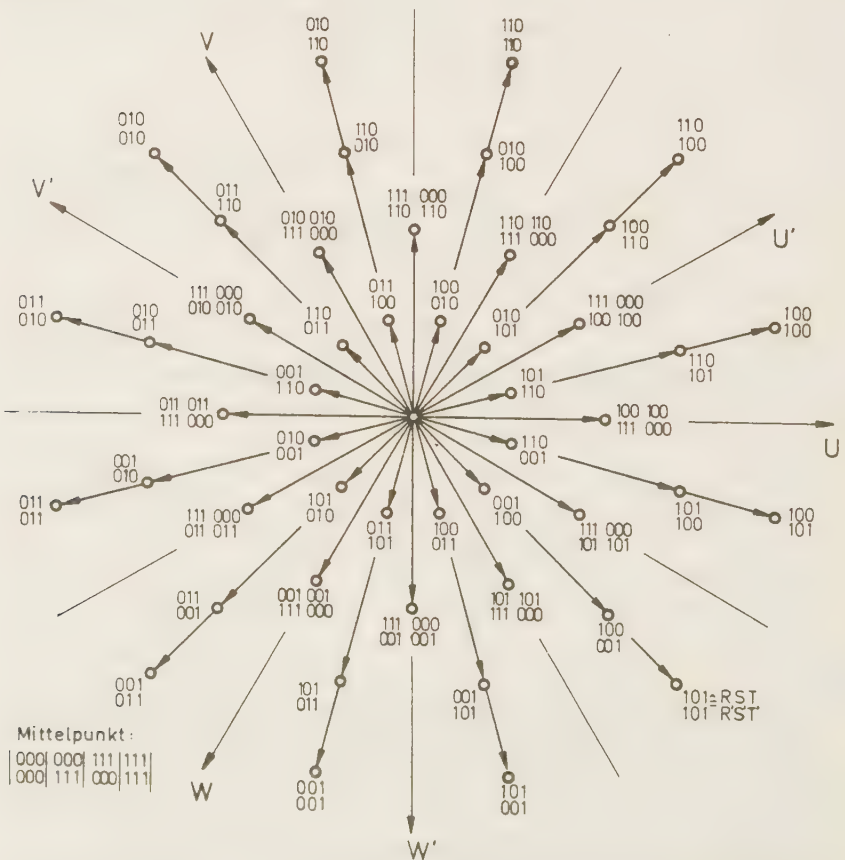


Bild 2.1.3/3: Raumzeigerwerte der Lastspannungen zweier DSD-gekoppelter Wechselrichter

Da beide Wechselrichterausgangsspannungssysteme 2^3 diskrete Ausgangszustände annehmen können, ergeben sich für jedes Lastspannungssystem $(2^3)^2 = 64$ mögliche Zustandsraumzeiger, die im Raumzeigerdiagramm der Ausgangsspannungen auf 7^2 verschiedene Punkt fallen, wie in Bild 2.1.3/3 gezeigt ist. So wird z.B. der Nullraumzeiger durch die vier Schaltzustände $(000)/(000)'$, $(000)/(111)'$, $(111)/(000)'$ und $(111)/(111)'$ realisiert. Wird der durch zwei Schaltzustände realisierbare Nullraumzeiger eines Systems mit den sechs außerhalb des Nullpunktes liegenden Zustandsraumzeigern des jeweils anderen Systems kombiniert, so entstehen in jedem der beiden Lastspannungssysteme zwölf Raumzeigerwerte mit einer Doppelindizierung (siehe Bild 2.1.3/3).

Vergleicht man die Zahl der möglichen Raumzeigerwerte der Lastspannung bei der Verwendung einer Drehstromsaugdrossel mit der eines einzelnen Wechselrichters oder der eines Dreipunktwechselrichters, wird ersichtlich, daß der Verzerrungsspannungsraumzeiger, d.h. der Lastspannungsraumzeiger vermindert um den Grundschrwingungsraumzeiger durch eine geeignete Wahl der Reihenfolge der realisierbaren Raumzeigerwerte sehr klein gehalten werden kann. Zusätzlich kann durch die Möglichkeit, bestimmte Raumzeigerwerte durch unterschiedliche Zustandsraumzeiger zu realisieren, versucht werden, die Zahl der Umschaltungen möglichst gering zu halten.

Entsprechend den Spannungsumlaufgleichungen für eine ideale DSD bietet sich eine Aufspaltung der beiden Einspeisespannungssysteme in je zwei Teilsysteme an. Das erste umfaßt die von der DSD unbeeinflussten Spannungsanteile, die auch die Grundschrwingung enthalten. Sie werden im weiteren als Durchlaßtypspannungen bezeichnet und bewirken keine Magnetisierung der DSD. Der zweite Teil umfaßt die im Idealfall von der DSD aufgenommenen Spannungsanteile. Sie haben nur in den Fällen einer endlichen Hauptinduktivität oder der Sättigung einen Einfluß auf die Verzerrungsströme. Sie werden im weiteren als Sperrtypspannungen bezeichnet.

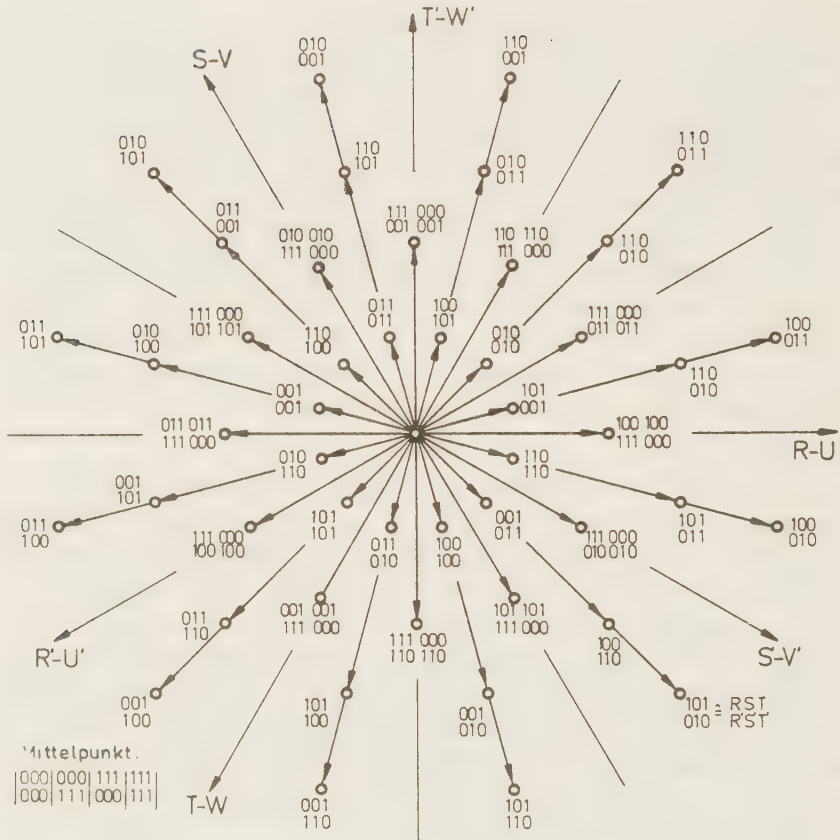


Bild 2.1.3/4: Raumzeigerwerte der Saugdrosselspannungen zweier DSD-gekoppelter Wechselrichter

Die Spannungen vom Durchlaßtyp sind identisch mit den Lastspannungen bei idealer DSD:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_{d1} &= \underline{u}_{m1,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q1} + \underline{u}_{q2} e^{+j30^\circ}) & (2.1.3/1a,b) \\
 \underline{u}_{d2} &= \underline{u}_{m2,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q2} + \underline{u}_{q1} e^{-j30^\circ}) \\
 &= \underline{u}_{d1} e^{-j30^\circ}
 \end{aligned}$$

Die Sperrtypspannungen ergeben sich als Differenz zwischen

Wechselrichter- und Durchlaßtypspannungen. Sie entsprechen den Saugdrosselspannungen einer idealen DSD:

$$\begin{aligned} \underline{u}_{s1} &= \underline{u}_{dr1,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q1} - \underline{u}_{q2} e^{+j30^\circ}) \quad (2.1.3/2a,b) \\ \underline{u}_{s2} &= \underline{u}_{dr2,id} = \frac{1}{2} (\underline{u}_{q2} - \underline{u}_{q1} e^{-j30^\circ}) \\ &= -\underline{u}_{s1} e^{-j30^\circ} \end{aligned}$$

Auf die gleiche Weise wie die Lastspannungsraumzeiger lassen sich auch die an der DSD abfallenden Spannungen entsprechend diesen Gleichungen darstellen. In diesem Fall erhält man das in Bild 2.1.3/4 dargestellte Raumzeigerdiagramm. Es unterscheidet sich von Bild 2.1.3/3 durch eine Realisierung der Raumzeigerwerte durch andere Zustandsraumzeigerkombinationen und um 180° verdrehte Projektionsachsen für das zweite Spannungssystem.

2.2 Berechnung der Ströme

2.2.1 Allgemeine Gleichungen zur Berechnung der Lastströme

Die auftretenden Lastströme lassen sich durch Superposition der Durchlaß- und Sperrtypströme berechnen. Für erstere ergibt sich dabei das Ersatzschaltbild entsprechend Bild 2.2.1/1. Die

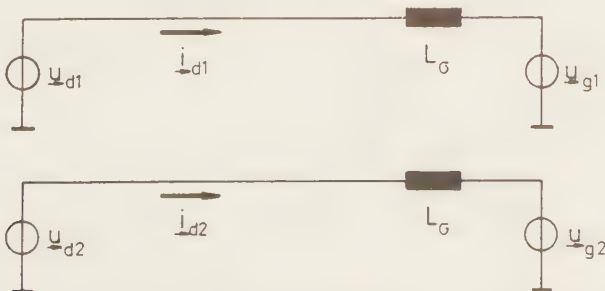


Bild 2.2.1/1: Ersatzschaltbild für die Berechnung der Durchlaßtypströme

DSD kann entfallen, da sie keinen Einfluß auf die Ströme vom Durchlaßtyp hat. Diese berechnen sich folgendermaßen:

$$\underline{i}_{d1} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega L_G} \int (\underline{u}_{d1} - \underline{u}_{g1}) dt \quad (2.2.1/1a,b)$$

$$\underline{i}_{d2} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega L_G} \int (\underline{u}_{d2} - \underline{u}_{g2}) dt$$

$$= \underline{i}_{d1} e^{-j30^\circ}$$

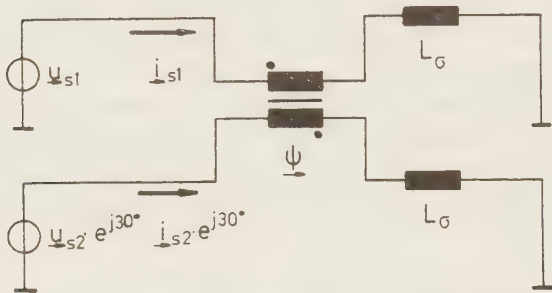


Bild 2.2.1/2: Ersatzschaltbild für die Berechnung der Sperrtypströme

Für die Sperrtypströme muß die Saugdrossel berücksichtigt werden, wie in Bild 2.2.1/2 gezeigt ist. In diesem Fall gilt für die Ströme:

$$\underline{i}_{s1} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega L_G} \int \underline{u}_{s1} dt - \frac{1}{L_G} \frac{\pi^2}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{+j15^\circ} \underline{\psi}$$

$$\underline{i}_{s2} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega L_G} \int \underline{u}_{s2} dt + \frac{1}{L_G} \frac{\pi^2}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j15^\circ} \underline{\psi}$$

$$= -\underline{i}_{s1} e^{-j30^\circ}$$

Die Berechnung der Durchlaßströme bereitet keine Schwierigkeiten. Für die Berechnung der Sperrtypströme sollen jedoch in folgenden die Fälle

1. lineare DSD
 - und 2. lineare, sättigbare DSD
- betrachtet werden.

Der zweite Fall stellt eine Erweiterung der unveröffentlichten Lösung von H. Ramakers für den Fall einer sättigbaren DSD unendlicher Hauptinduktivität ($\underline{Q}=0$) dar und impliziert somit die so gewonnenen Ergebnisse.

2.2.2 Berechnung der Verzerrungsströme für die lineare DSD

Für die Berechnung der Verzerrungsströme müssen die grundfrequenten Stromanteile eliminiert werden. Da diese in den Strömen vom Durchlaßtyp enthalten sind, lassen sie sich für die Berechnung am einfachsten berücksichtigen, indem man die Gegenspannungsquellen so wählt, daß sie den Grundschwingungen der Wechselrichterspannungen in Phasenlage und Amplitude entsprechen:

$$\underline{u}_{g1} = \underline{u}_{q1,g} \quad (2.2.2/1a,b)$$

$$\underline{u}_{g2} = \underline{u}_{q2,g}$$

Hiervon wird im folgenden ausgegangen. Für den Fall einer idealen DSD gestaltet sich die Berechnung der Verzerrungsströme trivial. Da alle Sperrtypspannungen von der Saugdrossel aufgenommen werden, ergibt sich der Verzerrungsstrom zu:

$$\underline{i}_{v1} = \underline{i}_{d1} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega L_g} \int (\underline{u}_{d1} - \underline{u}_{g1}) dt \quad (2.2.2/2)$$

Für den Fall einer nichtidealen DSD müssen auch die Sperrtypströme berücksichtigt werden. Sie magnetisieren die Saugdrossel und bringen einen dementsprechenden Spannungsabfall mit sich. Mit (2.2.1/2b) vereinfacht sich die Durchflutungsgleichung (2.1.2/2) zu:

$$\underline{\underline{Q}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} e^{-j15^\circ} 2 \underline{i}_{s1} \quad (2.2.2/3)$$

Die Ströme vom Durchlaßtyp brauchen bei der Berechnung der Durchflutung nicht berücksichtigt zu werden, da sie sich entsprechend (2.2.1/1b) zu Null addieren.

Im folgenden soll zur Vereinfachung der Berechnung die Sättigung der DSD zunächst unberücksichtigt bleiben. In diesem Fall läßt sich der Flußraumzeiger entsprechend (2.1.2/3) und (2.2.2/3) berechnen zu:

$$\begin{aligned}\psi_{\text{lin}} &= \frac{4}{\pi^2} \sqrt{\frac{2}{3}} b e^{-j15^\circ} L_G i_{s1} & (2.2.2/4) \\ &= \frac{1}{\omega} \frac{2b}{1+2b} \sqrt{\frac{2}{3}} e^{-j15^\circ} \int u_{s1} dt\end{aligned}$$

Setzt man diese Gleichung in (2.2.1/2a) ein, erhält man für den Sperrtypstrom bei einer linearen Saugdrossel:

$$i_{s1,\text{lin}} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega} \frac{1}{1+2b} \frac{1}{L_G} \int u_{s1} dt \quad (2.2.2/5)$$

Der Gesamtverzerrungsstrom ergibt sich durch die Superposition von Durchlaß- und Sperrtypströmen:

$$i_{v1,\text{lin}} = i_{d1} + i_{s1,\text{lin}} \quad (2.2.2/6)$$

2.2.3 Berechnung der Verzerrungsströme für die sättigbare DSD

Für die Berechnung der Sperrtypströme einer sättigbaren DSD endlicher Hauptinduktivität muß auf die der Übersichtlichkeit halber hier noch einmal angegebene allgemeine Gleichung (2.2.1/2a) zurückgegriffen werden:

$$i_{s1} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega} \frac{1}{L_G} \int u_{s1} dt - \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{L_G} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{j15^\circ} \psi \quad (2.2.3/1)$$

Setzt man (2.2.2/4) darin ein, erhält man ohne Einschränkung der Gültigkeit:

$$i_{s1} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1+2b}{2b} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{j15^\circ} \frac{1}{L_G} \psi_{\text{lin}} - \frac{\pi^2}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{j15^\circ} \frac{1}{L_G} \psi$$

Berücksichtigt man zusätzlich noch die Durchflutungsgleichung (2.2.2/3), ergibt sich:

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \underline{\Theta} = \frac{\pi^2}{L_G} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1+2b}{2b} \underline{\Psi}_{lin} - \frac{\pi^2}{L_G} \sqrt{\frac{3}{2}} \underline{\Psi} \quad (2.2.3/3)$$

Hierbei ist zu beachten, daß $\underline{\Psi}$ und $\underline{\Theta}$ nichtlinear voneinander abhängen. In diesem Fall gilt, -wie bereits erwähnt:

$$\underline{\Psi}_v = f(\underline{\Theta}_v) \quad \text{mit } v = 1, 2, 3 \quad (2.2.3/4a, b)$$

$$\underline{\Psi} = \frac{2}{3} \sum_{v=1}^3 \underline{\Psi}_v \underline{a}^{v-1}$$

Fluß und Durchflutung sind über die Magnetisierungskennlinie miteinander verknüpft. Hier werden für die Berechnung folgende vereinfachende Annahmen getroffen:

1. Unterhalb der Sättigungsgrenze hängen Fluß und Durchflutung linear voneinander ab. Sie sind durch die konstante Hauptinduktivität der DSD miteinander verknüpft.
2. Eine oberhalb der Sättigungsgrenze des Flusses $\underline{\Psi}_{sat}$ auftretende Restinduktivität wird nicht berücksichtigt. Der Fluß bleibt dann unabhängig von der Durchflutung konstant.

Eine solche Magnetisierungskennlinie zeigt Kurve 1 in Bild 2.2.3/1.

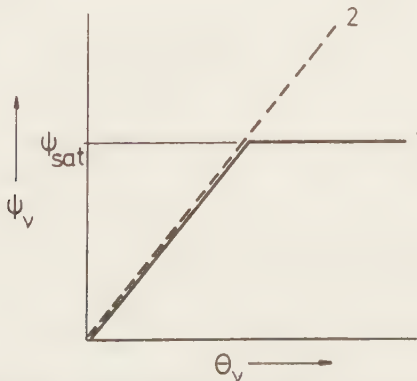


Bild 2.2.3/1: idealisierte Magnetisierungskennlinien für die Berechnung

Um eine bessere Handhabung von (2.2.3/3) zu ermöglichen, wird eine der Durchflutung zugeordnete fiktive Flußgröße ψ_o der Form

$$\psi_o = \frac{2}{\pi^2} \frac{2}{3} b L_\sigma \Theta \quad (2.2.3/5)$$

eingeführt, deren Einzelkomponenten über die in Bild 2.2.3/1 gezeigte Kurve 2 miteinander verknüpft sind. Da diese Flußgröße der Durchflutung entspricht, sind ihre Einzelkomponenten nullsystemfrei. Zur Verdeutlichung sei gesagt, daß sie im Falle der Sättigung nicht identisch ist mit dem Flußraumzeiger des linearen Falles ψ_{lin} . Ihre den einzelnen Strängen zugeordneten Einzelkomponenten sind nur identisch mit dem Fluß der einzelnen Schenkel, solange sich keiner im Zustand der Sättigung befindet.

Setzt man (2.2.3/5) in (2.2.3/3) ein, erhält man:

$$\frac{1}{2b} \psi_o = \frac{1+2b}{2b} \psi_{lin} - \psi \quad (2.2.3/6)$$

Schreibt man diese Gleichung in Strangkomponenten, muß berücksichtigt werden, daß die Einzelkomponenten des Flußraumzeigers ψ nicht nullsystemfrei sind. Daher muß das Nullsystem in allgemeiner Form subtrahiert werden. Man erhält dann folgendes Gleichungssystem:

$$\frac{1}{2b} \psi_{1o} = \frac{2b+1}{2b} \psi_{1,lin} - \frac{2}{3} \psi_1 + \frac{1}{3} \psi_2 + \frac{1}{3} \psi_3 \quad (2.2.3/7)$$

$$\frac{1}{2b} \psi_{2o} = \frac{2b+1}{2b} \psi_{2,lin} - \frac{2}{3} \psi_2 + \frac{1}{3} \psi_3 + \frac{1}{3} \psi_1$$

$$\frac{1}{2b} \psi_{3o} = \frac{2b+1}{2b} \psi_{3,lin} - \frac{2}{3} \psi_3 + \frac{1}{3} \psi_1 + \frac{1}{3} \psi_2$$

Um eine allgemeingültige Lösung zu erhalten, wird im folgenden davon ausgegangen, daß zwischen den Indizes 1, 2 und 3 und den einzelnen Strängen keine feste Zuordnung mehr besteht. Stattdessen soll hier gelten, daß die betragsmäßig größte Flußkomponente durch den Index 1, die betragsmäßig kleinste Komponente durch den Index 3 gekennzeichnet ist.

Insgesamt müssen für den gesättigten Betrieb drei Fälle unterschieden werden:

1. ein Schenkel gesättigt
2. zwei Schenkel gesättigt
3. drei Schenkel gesättigt.

Diese Möglichkeiten müssen unabhängig voneinander betrachtet werden.

Befindet sich ein beliebiger Schenkel der DSD im gesättigten Zustand, gilt:

$$\psi_v = \psi_{v\text{sat}} = \psi_{\text{sat}} \operatorname{sign}(\psi_v) \quad v = 1, 2, 3 \quad (2.2.3/8)$$

Für den ersten Fall eines Schenkels im Sättigungsbereich gilt:

$$|\psi_{1,\text{lin}}| > \psi_{\text{sat}} \quad (2.2.3/9)$$

$$\text{und} \quad \psi_1 = \psi_{1\text{sat}} \quad (2.2.3/10)$$

Da die beiden übrigen Schenkel nicht gesättigt sind, gilt hier:

$$\psi_{20} = \psi_2 \quad (2.2.3/11)$$

$$\psi_{30} = \psi_3 \quad (2.2.3/12)$$

Da ψ_0 eine der Durchflutung entsprechende und damit null-systemfreie Größe ist, gilt:

$$\psi_{10} = -\psi_{20} - \psi_{30} = -\psi_2 - \psi_3 \quad (2.2.3/13)$$

Nach dem Einsetzen dieser Bedingungen erhält man folgendes Gleichungssystem: (2.2.3/14)

$$\frac{1}{2b} (-\psi_2 - \psi_3) = \frac{1+2b}{2b} \psi_{1,\text{lin}} - \frac{2}{3} \psi_{1\text{sat}} + \frac{1}{3} \psi_2 + \frac{1}{3} \psi_3$$

$$\frac{1}{2b} \psi_2 = \frac{1+2b}{2b} \psi_{2,\text{lin}} + \frac{1}{3} \psi_{1\text{sat}} - \frac{2}{3} \psi_2 + \frac{1}{3} \psi_3$$

$$\frac{1}{2b} \psi_3 = \frac{1+2b}{2b} \psi_{3,\text{lin}} + \frac{1}{3} \psi_{1\text{sat}} + \frac{1}{3} \psi_2 - \frac{2}{3} \psi_3$$

Durch Umformen erhält man die Lösung für die einzelnen, nicht

nullsystemfreien Komponenten des sich einstellenden Flußraumzeigers $\underline{\psi}$:

$$\psi_1 = \psi_{1sat} \quad (2.2.3/14)$$

$$\psi_2 = \psi_{2,lin} + \frac{2b}{2b+3} (\psi_{1sat} - \psi_{1,lin})$$

$$\psi_3 = \psi_{3,lin} + \frac{2b}{2b+3} (\psi_{1sat} - \psi_{1,lin})$$

Entsprechend (2.2.3/2) kann daraus nun der Stromraumzeiger $\underline{i}_{s1}$ berechnet werden.

Für den Fall zweier gesättigter Schenkel gelten folgende Bedingungen:

$$\psi_1 = \psi_{1sat} \quad (2.2.3/16)$$

$$\psi_2 = \psi_{2sat} = -\psi_{1sat}$$

$$\psi_3 = \psi_{3o}$$

Dieser Fall tritt auf, wenn das mit (2.2.3/14) berechnete ψ_2 die Sättigungsgrenze ψ_{sat} überschreitet. Nach dem Einsetzen der Bedingungen erhält man für den noch unbekannten Schenkelfluß ψ_3 :

$$\psi_3 = \frac{6b+3}{4b+3} \psi_{3,lin} \quad (2.2.3/17)$$

Überschreitet dieser Fluß betragsmäßig die Sättigungsgrenze ψ_{sat} , so ergibt sich für den Fall dreier gesättigter Schenkel:

$$\psi_1 = \psi_{1sat} \quad (2.2.3/18)$$

$$\psi_2 = \psi_{2sat} = -\psi_{1sat}$$

$$\psi_3 = \psi_{3sat} = -\psi_{1sat}$$

Die Gültigkeitsbereiche für die einzelnen Fälle lassen sich wie folgt angeben:

1. kein Schenkel gesättigt:

$$\psi_{1,lin} \leq \psi_{sat} \quad (2.2.3/19)$$

2. ein Schenkel gesättigt:

$$\psi_{1,lin} > \psi_{sat} \quad (2.2.3/20)$$

$$\psi_{2,lin} + \frac{2b}{2b+3} (\psi_{1sat} - \psi_{1,lin}) \leq \psi_{sat}$$

3. zwei Schenkel gesättigt:

$$\psi_{2,lin} + \frac{2b}{2b+3} (\psi_{1sat} - \psi_{1,lin}) > \psi_{sat} \quad (2.2.3/21)$$

$$\frac{6b+3}{4b+3} \psi_{3,lin} \leq \psi_{sat}$$

4. drei Schenkel gesättigt:

$$\frac{6b+3}{4b+3} \psi_{3,lin} > \psi_{sat} \quad (2.2.3/22)$$

Mit den hier aufgeführten Gleichungen lassen sich der Flußraumzeiger und die Sperrtypströme für alle Fälle der Sättigung berechnen.

2.3 Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Stromzeitverläufe

Im folgenden soll das zur Berechnung der Strom- und Flußgrößen der DSD verwendete Verfahren beschrieben werden. Im Gegensatz zu den bisher verwendeten numerischen Methoden, die sich als sehr rechenzeitintensiv und unflexibel erwiesen, wurde das von Depenbrock in /6/ vorgeschlagene Verfahren zur Berechnung der Antwortfunktionen linearer Systeme bei periodischer Erregung angewandt. Dieses bietet neben kurzen Rechenzeiten, die sowohl systematische Optimierungen, als auch dialoggesteuerte Programmläufe gestatten, eine hohe Flexibilität bei der Benutzung einmal erstellter Programme. Weiterhin können auch dreiphasige Systeme ohne Mehraufwand berechnet werden. Hier kann es sogar durch die Anwendung der Raumzeigerrechnung zu erheblichen

Vereinfachungen im Umgang mit einmal erstellten Programmsystemen kommen.

Da die Asynchronmaschine vereinfacht als Streuinduktivität und Gegenspannung angenommen wurde, lassen sich die Ströme aus einfachen Integralen bestimmen. Etwaige Probleme hinsichtlich der Anfangsbedingungen, die besonders im Fall der sättigbaren DSD bei konventionellen Rechenverfahren auftreten, entfallen vollkommen. Zu numerischen Instabilitäten, die auf Grund des Sättigungsknickes der Magnetisierungskennlinie bei der Berechnung des DSD-Flusses mit Hilfe herkömmlicher Iterationsverfahren auftreten können, kann es nicht kommen.

Entsprechend den für die Berechnung angenommenen Vereinfachungen:

1. konstante Spannung im Gleichspannungszwischenkreis
2. keine stromabhängigen Spannungsabfälle

lassen sich die Wechselrichterausgangsspannungen durch ihre Sprungstellen Δu_n und deren Entfernung α_n vom Anfang einer Grundswingungsperiode vollständig auf einfache Weise beschreiben. Man erhält hierbei für die Spannung:

$$u(t) = \sum_{n=1}^N \Delta u_n (0.5 - Z_n) \quad (2.3/1)$$

mit
$$\sum_{n=1}^N \Delta u_n = 0$$

$$Z_n = \text{FRAC} (t - \alpha_n)$$

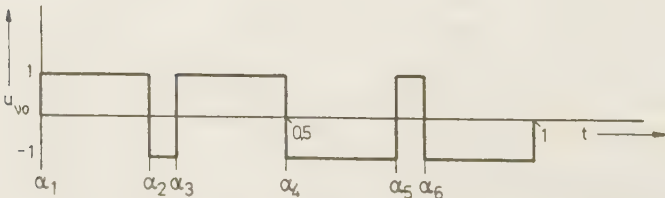


Bild 2.3/1: möglicher Spannungsverlauf einer Wechselrichterausgangsspannung

Bild 2.3/1 zeigt einen möglichen Verlauf der Spannung eines Wechselrichterausgangspols, gemessen gegen den Mittelpunkt der Zwischenkreisspannung.

Da bei den Berechnungen vor allem im Hinblick auf systematische Optimierungen die Rechenzeit eine sehr große Rolle spielt, wurde die Kernformel des Verfahrens auf das unbedingt notwendige Minimum reduziert. Entsprechend den Zeitverläufen der Wechselrichterausgangsspannungen müssen nur die Antwortfunktionen auf die Erregung durch periodische Sprungfunktionen berechnet werden.

Die allgemeine Antwortfunktion auf eine Sprungfunktion ist nach /6/ gegeben durch:

$$\frac{y_{sn}(t)}{\Delta u_n} = \sum_{i=1}^S A_i \left(\frac{\exp(p_i z_n)}{1 - \exp(p_i)} + \frac{1}{p_i} \right) + \left(\frac{1}{2} - z_n \right) h(\infty) \quad (2.3/2)$$

Da im Ersatzschaltbild nur integrierende Elemente auftreten, ergibt sich für das System nur ein Eigenwert mit dem Wert 0. In diesem Fall vereinfacht sich die Berechnung der Antwortfunktion $y(t)$ zu:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N A_1 \Delta u_n \left(z_n - z_n^2 - \frac{1}{6} \right) \frac{1}{2} \quad (2.3/3)$$

Damit erhält man für das Integral über einen Spannungsraumzeiger:

$$\int u(t) dt = \frac{2}{3} \left(y(t) + \underline{a} y(t - \frac{1}{3}) + \underline{a}^2 y(t - \frac{2}{3}) \right) \quad (2.3/4)$$

Da sich alle Gleichungen zur Berechnung von Flüssen, Durchflutungen und Strömen auf Integrale über die Quellenspannungen $\underline{u}_{q1}$ und $\underline{u}_{q2}$ bzw. auf daraus berechnete Größen zurückführen lassen, ist eine systematische Rechnerimplementierung in Form von Funktionsunterprogrammen möglich, die von einem Hauptprogramm ähnlich einem Programm zur Berechnung der Sinusfunktion gehandhabt werden können. Lediglich für die Berechnung des Flußraumzeigers $\underline{\psi}$ muß im allgemeinen Fall auf dem Raumzeiger $\underline{\psi}_{lin}$ zurückgegriffen werden. Anhand der einzelnen Strang-

komponenten ist eine Abschätzung möglich, ob der Sättigungsfluß in einem der Saugdrosselkerne erreicht wird. In diesem Fall können die Strangkomponenten des Flusses entsprechend (2.2.3/15-18) für jeden beliebigen Zeitpunkt berechnet werden.

Hier wird noch einmal deutlich, daß eine Kenntnis der vorhergehenden Zeitverläufe der einzelnen Funktionen bei dieser Art der Berechnung nicht erforderlich ist. Im Gegensatz zum Verfahren der numerischen Integration können hier auch für den Fall der Sättigung alle Größen direkt bestimmt werden.

2.4 Verwendete Taktmuster

Im folgenden sollen kurz die verwendeten Wechselrichtertaktverfahren erläutert werden, für die die Berechnungen zunächst durchgeführt wurden.

Im Anfahrbereich und im Bereich niedriger Frequenzen ist die Anwendung sog. asynchroner Taktvarianten üblich, die auch als freie Taktungen bezeichnet werden. Hierbei wird ein Trägersignal konstanter Frequenz entsprechend einer Referenzfunktion moduliert. Die hieraus resultierenden Ausgangsspannungen der Wechselrichter enthalten nur geringe Anteile von Harmonischen, die von der DSD aufgenommen werden können. Für die Praxis bedeutet dies, daß die Saugdrossel im Bereich der freien Taktung nahezu unwirksam ist. Deshalb soll auf diese Taktart zunächst nicht weiter eingegangen werden.

Anders verhält es sich jedoch bei den synchronisierten Taktverfahren, bei denen das Träger- und das Referenzsignal in einem festen Frequenzverhältnis zueinander stehen. Hier sind für Antriebe höherer Leistung im wesentlichen die Neunfach-, Siebenfach-, Sechsfach-, Fünffach- und die Dreifachtaktung zu nennen. Diese werden zunächst aus dem Vergleich der Referenz- und der dreieckförmigen Trägersignale entsprechend den Bildern 2.4/1-5 gebildet. Die hierbei verwendete Neunfachtaktung (Bild 2.4/5) liefert bezüglich der angeschlossenen Last die-

selben Sternpunktspannungen wie die Siebenfachtaktung (Bild 2.4/4). Ebenso verhält es sich mit der Sechsfach- (Bild 2.4/3) und der in Bild 2.4/2 gezeigten Fünffachtaktung.

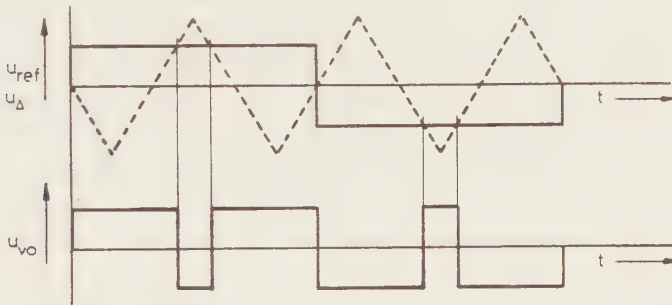


Bild 2.4/1: Dreifachtaktung

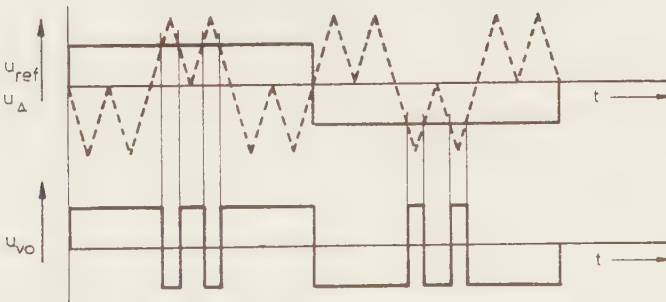


Bild 2.4/2: Fünffachtaktung

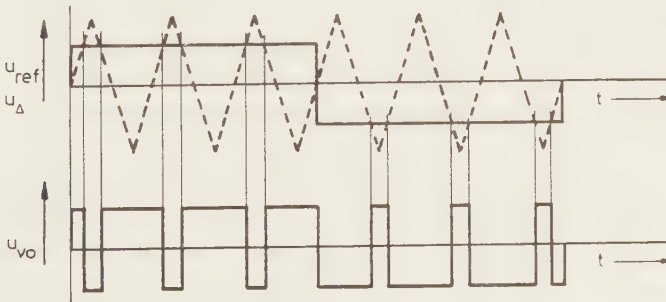


Bild 2.4/3: Sechsfachtaktung

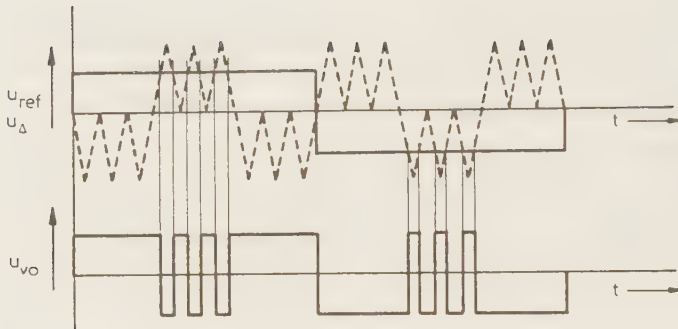


Bild 2.4/4: Siebenfachtaktung

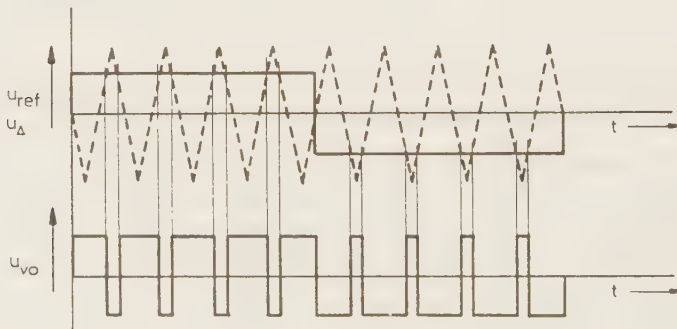


Bild 2.4/5: Neunfachtaktung

Für die Festlegung der Betriebsbereiche der einzelnen Taktarten wurden die am Versuchsstand vorhandenen Wechselrichter herangezogen, deren maximal zulässige Taktfrequenz 200 Hz beträgt. Damit ergeben sich für die einzelnen Taktvarianten folgende Frequenzbereiche:

freie Taktung (Pulsdauermodulation, Taktfrequenz 200 Hz):

0 ... 15 Hz

Siebenfachtaktung:

15 ... 28 Hz

Fünffachtaktung:

28 ... 40 Hz

Dreifachtaktung:

40 ... ca. 50 Hz

Die Grundswingungsfrequenzen, bei denen zwischen zwei Takt-

arten umgeschaltet wird, werden grundsätzlich durch zwei Randbedingungen bestimmt. Die obere Grenzfrequenz einer Taktart wird durch die maximale Schaltfrequenz der Wechselrichter festgelegt. Eine Überschreitung dieses Grenzwertes ist auf Grund der in den Halbleiterventilen auftretenden Schaltverluste nicht oder nur sehr kurzfristig zulässig. Die untere Grenzfrequenz, bis zu der eine bestimmte Taktart betrieben werden kann, hängt von dem zulässigen Spitzenwert des Verzerrungsstromes ab, der dem Grundswingungsstrom überlagert ist. Zusammen mit dem Scheitelwert des maximalen Grundswingungsstromes bestimmt er den höchstens vom Wechselrichter zu kommutierenden Strom, für den die Kommutierungseinrichtung ausgelegt werden muß.

Umschaltkriterium zwischen der freien Taktung und den synchronen Taktvarianten sind ferner etwa gleiche Verzerrungsstromspitzenwerte bei der Umschaltfrequenz. Die Obergrenze der Dreifachtaktung wird außerdem im allgemeinen durch den elektrischen Typenpunkt der Maschine bzw. durch ihren zulässigen Spannungshöchstwert festgelegt.

2.5 Berechnungsergebnisse

Im folgenden sollen nun zunächst Rechenergebnisse dargestellt werden, die zum einen die maximal mögliche Reduktion der Verzerrungsstromscheitelwerte durch eine Drehstromsaugdrossel in den einzelnen Taktarten angeben, zum anderen Aussagen über die zugehörige Flußbelastung der DSD liefern. In diesem Zusammenhang muß angestrebt werden, die DSD im gesamten Betriebsbereich und bei allen Taktvarianten möglichst gut auszunutzen, d.h. der durch den höchstzulässigen Verzerrungsstromscheitelwert bestimmte maximale Drosselfluß sollte über einen möglichst weiten Betriebsbereich voll genutzt werden.

Für die Berechnung der Verzerrungsströme wird zunächst von den zuvor beschriebenen Standardtaktverfahren für Wechselrichter ausgegangen. An Hand der hierfür berechneten Ergebnisse läßt

sich dann abschätzen, in welchen Betriebsbereichen spezielle, die Saugdrossel besser ausnutzende Taktvarianten wünschenswert sind.

Als Grundlage für den Vergleich der mit Drehstromsaugdrosseln unterschiedlicher Dimensionierung erreichbaren Reduktion der Verzerrungsströme wird das Maximum des Betrages der auftretenden Verzerrungsstromscheitelwerte, im folgenden auch mit Verzerrungsstromspitzenwert bezeichnet, innerhalb einer Grundschwingungsperiode herangezogen:

$$\hat{i}_V = \text{Max} \left[|i_V| \right] \quad (2.5/1)$$

Da die relativen Maxima des Verzerrungsstromes an den Punkten liegen, an denen die Strangspannungen umgepolt werden, läßt sich deren Höchstwert durch einen Vergleich der einzelnen Betragswerte des Verzerrungsstromes in diesen Punkten leicht ermitteln. Pro Grundschwingungsperiode sind hier $12 \cdot T$ diskrete Zeitpunkte zu überprüfen, wobei die Taktzahl T die Zahl der Umschaltungen pro Wechselrichterstrang und halber Grundschwingungsperiode angibt. Da jedoch für alle Taktvarianten eine Halbschwingungssymmetrie vorausgesetzt wird, genügt es, alle Umschaltpunkte innerhalb einer halben Grundschwingungsperiode zu überprüfen. Hierbei ist zu betonen, daß nicht der Betrag des Verzerrungsstromraumzeigers berücksichtigt werden darf, sondern der Betrag des Verzerrungsstromes eines einzelnen Wechselrichterstranges, der allein den maximal vom Wechselrichter zu kommutierenden Strom bestimmt.

Damit ergibt sich für den Maximalwert des Verzerrungsstromscheitelwertes:

$$\hat{i}_V = \text{Max} \left[\text{Re} \left[|i_V(\alpha_i)| \right] \right] \quad (2.5/2)$$

mit $1 \leq i \leq 6 \cdot T$

und $0 \leq \alpha_i < 0,5$

Zur Vereinfachung der Darstellung und um einen direkten Ver-

gleich zu ermöglichen, sind in den folgenden Diagrammen die maximalen Verzerrungsstromscheitelwerte als Funktion der Aussteuerung aufgetragen. Parameter ist die Hauptinduktivität der DSD. Die Grenzkurve für $b = 0$ gibt die Verzerrungen für nicht gekoppelte Wechselrichtersysteme an, während die Grenzkurve für $b \rightarrow \infty$ die Verzerrungsströme unter Zugrundelegung einer idealen DSD- Kopplung darstellt. In jeweils einem weiteren Diagramm ist die maximal aufzunehmende Spannungszeitfläche der Saugdrossel eingetragen. Diese Kurven lassen Rückschlüsse auf die erforderliche Dimensionierung bzw. die Ausnutzung einer DSD zu.

Bei der Darstellung der Diagramme wurden besonders bei den Flußgrößen die Maßstäbe so gewählt, daß vor allem der interessierende Betriebsbereich der jeweiligen Taktart deutlich dargestellt wird. Entsprechend der Spannungs- Frequenzkennlinie einer Asynchronmaschine wurde bei der Berechnung eine proportionale Abhängigkeit von Aussteuerung und Frequenz berücksichtigt, d.h. der Betrieb mit der Nennfrequenz der Maschine entspricht einem Aussteuerungswert von $a = 1$.

Die Bilder 2.5/1-3 zeigen die maximalen Verzerrungsstromscheitelwerte und Flußgrößen für herkömmliche Dreifach-, Fünffach- und Siebenfachtaktung.

An Hand der Diagramme wird deutlich, daß vor allem bei der Dreifach- und Siebenfachtaktung die Verzerrungsstromscheitelwerte deutlich reduziert werden können. Hierbei erweist sich eine Hauptinduktivität der DSD entsprechend einem Wert von $b = 6$ als ausreichend. Eine darüber hinaus gehende Erhöhung bringt nur unwesentliche Vorteile mit sich, was auch entsprechend (2.2.2/5) zu erwarten war. Die Sperrtypströme werden in diesem Fall um ca 90% reduziert.

Auffällig ist, daß im Bereich der Fünffachtaktung die Wirkung der Saugdrossel auf den oberen Aussteuerungsbereich beschränkt bleibt. Dies kann jedoch durch eine leichte Modifizierung der Taktmuster geändert werden, wie später noch gezeigt werden wird.

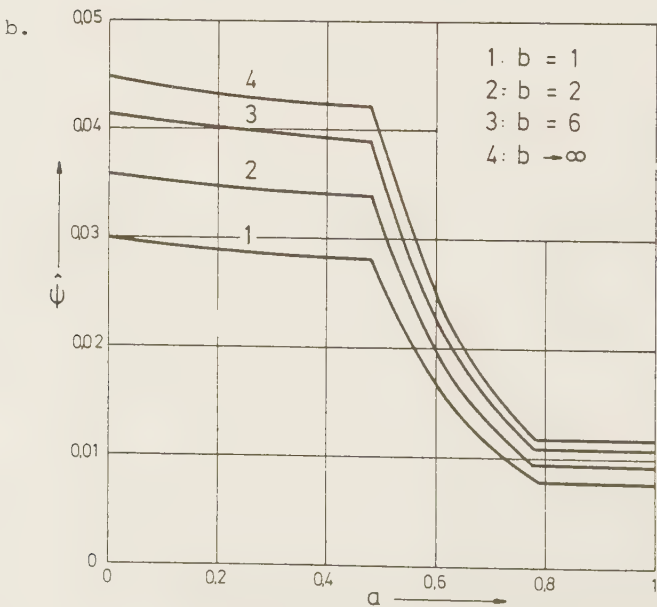
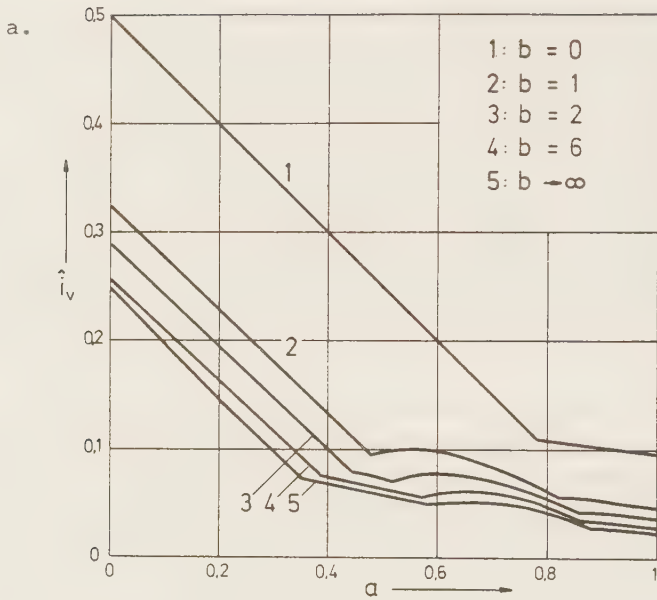


Bild 2.5/1: Verzerrungsstromspitzenwerte (a) und max. Drosselfluß (b) für die Dreifachtaktung

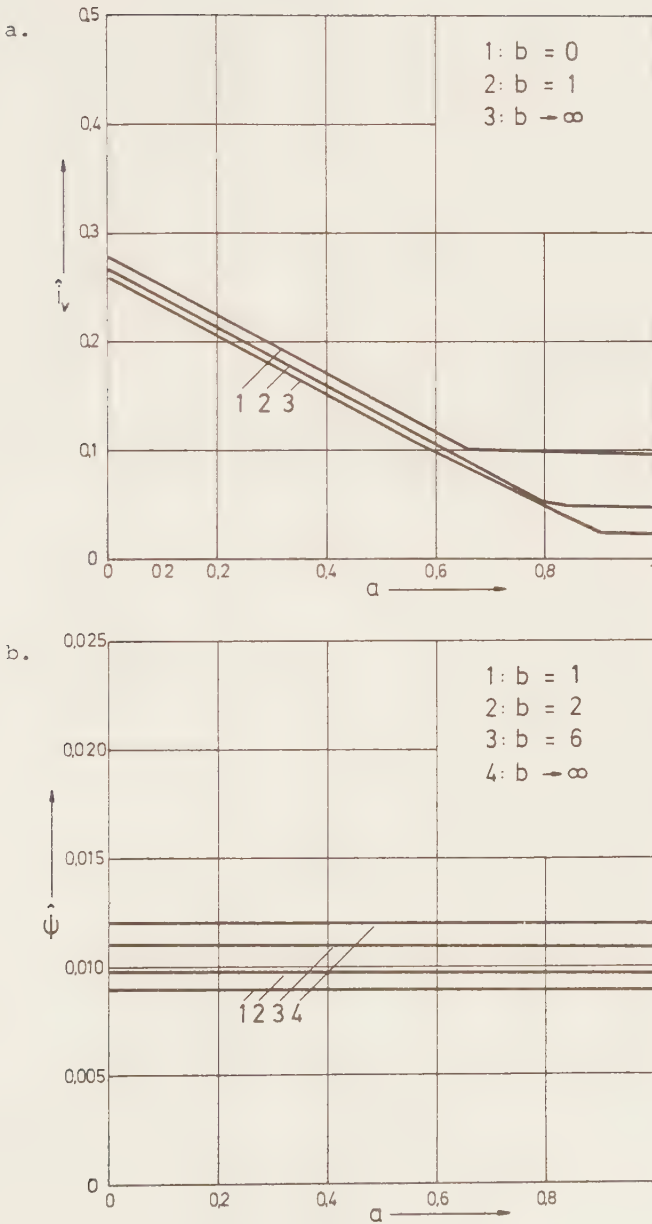


Bild 2.5/2: Verzerrungsstromspitzenwerte und max. Drosselfluß für die Fünffachtaktung

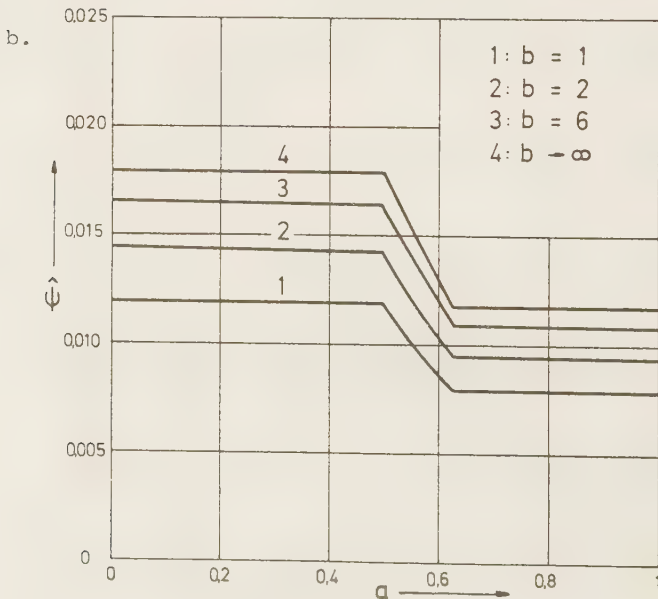
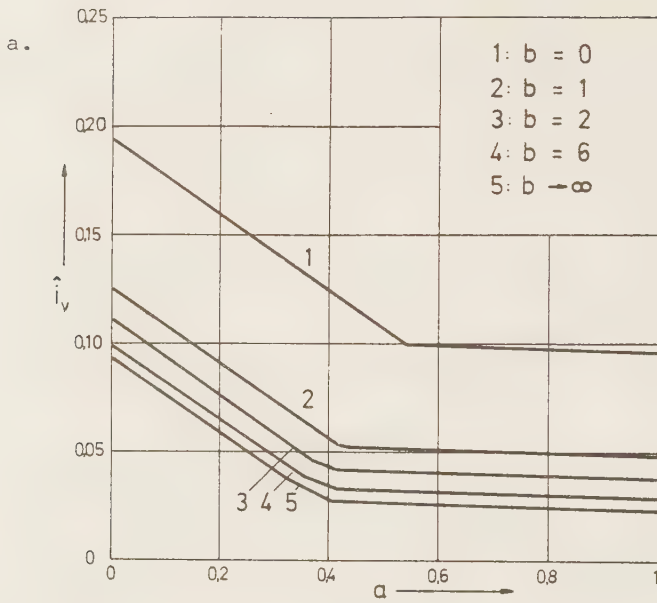


Bild 2.5/3: Verzerrungsstromspitzenwerte und max. Drosselfluß für die Siebenfachtaktung

Um eine möglichst gute Ausnutzung der Saugdrossel zu gewährleisten, bietet es sich an, diese gesättigt zu betreiben. Wie bereits in der Einleitung erwähnt wurde, ist es möglich, die Reduktion der Verzerrungsströme durch eine entsprechende Wahl des Sättigungsflusses der Kerne auf einen bestimmten Wert festzulegen.

In den folgenden Diagrammen sind die Verzerrungsstromscheitelwerte deshalb als Funktion des Sättigungsflusses ψ_{sat} aufgetragen. Parameter ist bei dieser Darstellung die Aussteuerung a . Hierbei werden aus Gründen der Übersichtlichkeit je Diagramm nur vier Aussteuerungswerte berücksichtigt. Im Falle der Dreifachtaktung wurde zusätzlich noch die Kurve für $a = 1$ eingetragen, was einer Grundfrequenztaktung (Rechtecktaktung) entspricht.

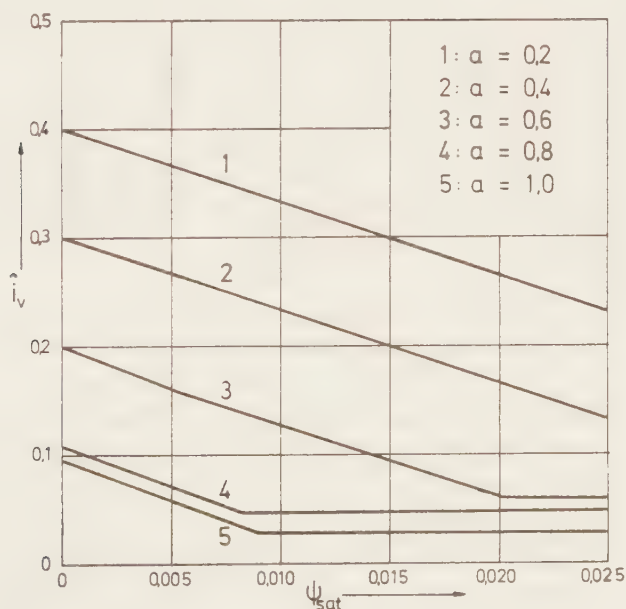
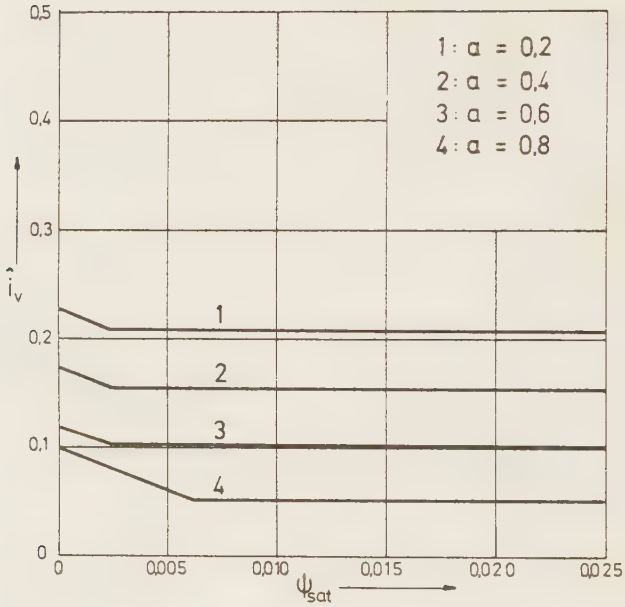
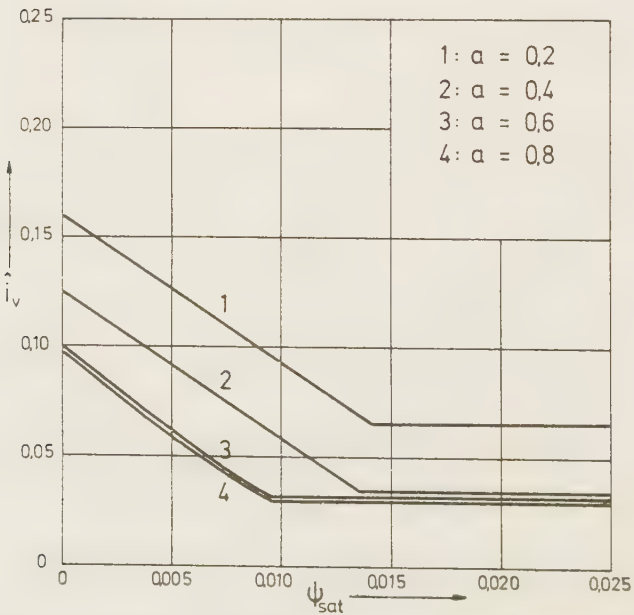


Bild 2.5/4: Verzerrungsstromspitzenwert für die Dreifachtaktung, $b=6$

2.5/5



2.5/6



Bilder 2.5/5 u. 2.5/6: Verzerrungsstromspitzenwert für die Fünffach- (2.5/5) und die Siebenfachtaktung (2.5/6), $b=6$

Um die Anzahl der Diagramme nicht ohne zwingende Notwendigkeit zu erhöhen, wurden hier nur die Ergebnisse für eine Hauptinduktivität von $b = 6$ dargestellt, da es sich hierbei zum ersten um eine praktisch realisierbare Größe handelt und zum zweiten, -wie bereits erwähnt, eine weitere Erhöhung der Induktivität kaum Vorteile bringt.

Wie aus den Bildern 2.5/4 u. 2.5/6 hervorgeht, lassen sich bei der Drei- und Siebenfachtaktung die Maximalwerte der Verzerrungsströme durch eine entsprechende Wahl des Sättigungsflusses der Drehstromsaugdrossel an die für die jeweiligen Wechselrichter zulässigen Höchstwerte anpassen. Hier erweist sich von Vorteil, daß die DSD die Spannungsgrundschwingung nicht beeinflußt. Die Reduktion der Verzerrungsstromscheitelwerte kann durch die Bauleistung der DSD frei eingestellt werden, ohne daß z.B. bei festgelegter maximaler Ausgangsspannung die Zwischenkreisspannung erhöht werden müßte.

Bild 2.5/5 zeigt, daß die Verzerrungsstromspitzenwerte bei der Fünffachtaktung unabhängig vom Sättigungsfluß sind, sobald dieser einen Wert von etwa 0,005 überschreitet. Dies macht deutlich, daß die DSD bei dem Taktmuster der herkömmlichen Fünffachtaktung nur sehr wenig ausgenutzt wird, sodaß bei dieser Taktart eine Veränderung wünschenswert erscheint.

2.6 Optimierung der Fünffachtaktung

Führt man für die Fünffachtaktung eine Fourieranalyse der Wechselrichterausgangsspannung durch, gelangt man zu dem in Bild 2.6/1 dargestellten Ergebnis. In diesem Diagramm fehlen alle Harmonischen der Ordnung $3n$, $n = 1, 2, 3, \dots$, da sie im dreiphasigen Betrieb ein Nullsystem bilden und keinen Einfluß auf die Ströme haben. Betrachtet man die Amplituden der einzelnen Oberschwingungen, wird deutlich, warum die DSD bei dieser Taktvariante erst im oberen Frequenz- und Aussteuerungsbereich eine Wirkung zeigt. Im unteren Aussteuerungsbereich werden die Verzerrungsströme hauptsächlich durch die 11. und

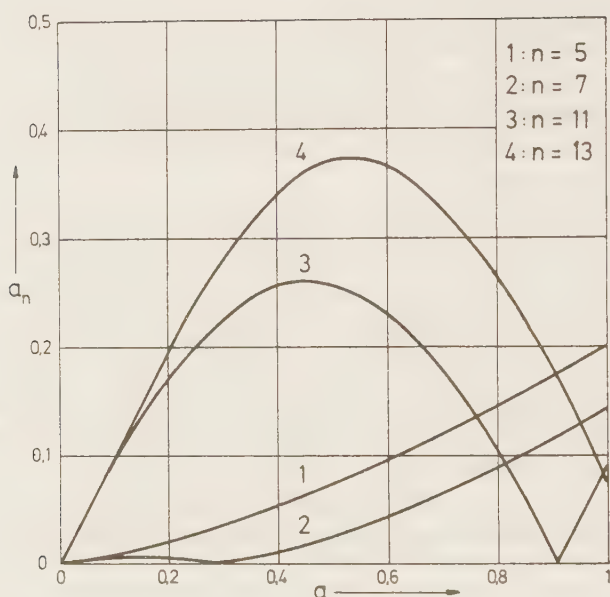


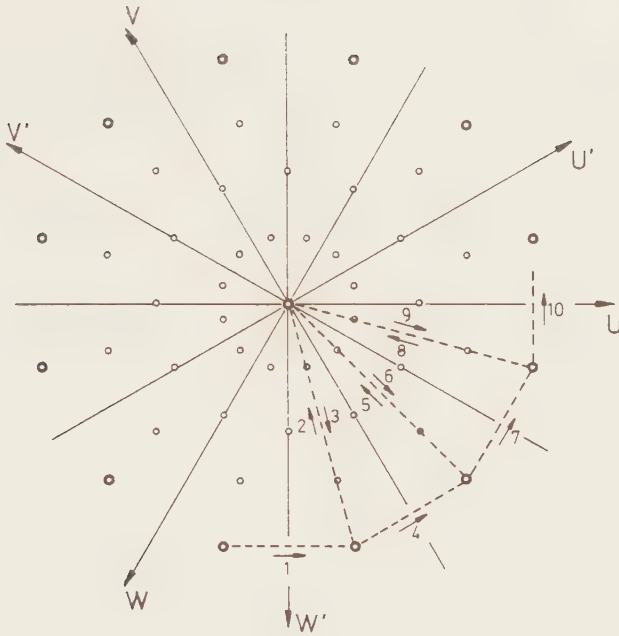
Bild 2.6/1: Fourier- Koeffizienten der Fünffachtaktung

13. Spannungsharmonische bestimmt. Diese gehören zu den Durchlaßtypspannungen und bleiben daher von der Saugdrossel unbeeinflusst. Hieraus erklären sich auch die relativ geringen Flußscheitelwerte und die Unabhängigkeit der Verzerrungsstromscheitelwerte vom Sättigungsfluß. Erst für höhere Aussteuerungen dominieren die 5. und 7. Harmonische, die von der DSD aufgenommen werden können. In diesem Bereich zeigt sich dann auch eine entsprechende Verminderung der Verzerrungsströme.

Anschaulich wird dies auch deutlich, wenn man die Reihenfolge der realisierten Raumzeigerwerte der Last- und der Saugdrosselspannungen betrachtet, die in den Bildern 2.6/2a u. b dargestellt ist.

Bei den Lastspannungen (Bild 2.6/2a) werden nur die Raumzeiger maximaler Amplitude und die Nullzeiger benutzt, was entsprechend hohe Verzerrungsspannungen bedeutet. Die Saugdrosselspannungszeiger nehmen dagegen nur sehr geringe Amplituden-

a.



b.

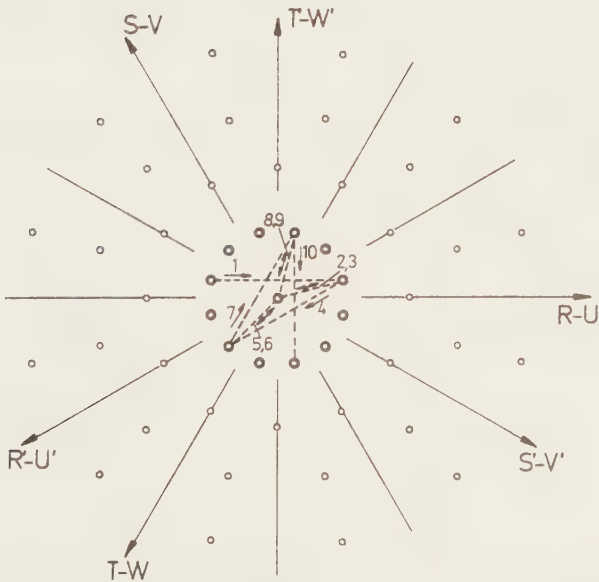


Bild 2.6/2: Lastspannungs- (a) und Saugdrosselspannungsraumzeiger (b) für die Fünffachtaktung

werte an (Bild 2.6/2b); dies hat geringe Spannungszeitflächen und damit verbunden eine schlechte Ausnutzung der DSD zur Folge.

Aufgrund der Ergebnisse der Fourier- Analyse liegt es nahe, die Taktmuster der Fünffachtaktung derart zu verändern, daß der Anteil der 5. und 7. Harmonischen auf Kosten desjenigen der 11. und 13. erhöht wird, d.h. die Verzerrungsspannungen vom Sperrtyp werden erhöht und die vom Durchlaßtyp vermindert. Dies kann durch eine Verschiebung der beiden Zwischentakts geschehen. Hierbei muß zur Symmetrie der Taktmuster bemerkt werden, daß eine Viertelschwingungssymmetrie in jedem Fall beibehalten werden sollte, um zum einen eine Phasenverschiebung der Grundschwingung und zum zweiten das Auftreten geradzähliger Harmonischer zu vermeiden, da diese eine beträchtliche Belastung für die DSD darstellen, ohne daß die durch sie verursachten Verzerrungsströme entscheidend reduziert werden können. Weiterhin wird durch diese unnötige Magnetisierung der DSD die ausnutzbare Spannungszeitfläche für Harmonische, die reine Sperrtypspannungen bilden, stark reduziert.

Verschiebt man die in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung liegenden beiden Zwischentakts symmetrisch nach innen oder außen, ergeben sich die in den Bildern 2.6/3 und 2.6/4 dargestellten Anteile der einzelnen Harmonischen. Zur Verdeutlichung sind ergänzend die entsprechenden Steuerwinkel dargestellt.

Bei einer Verschiebung der Zwischentakts werden in beiden Fällen die Amplituden der 11. und 13. Harmonischen verringert. Verschiebt man die Zwischentakts nach außen, erhält man eine starke Erhöhung der 5. Harmonischen, bei der Verschiebung nach innen wird der Anteil der 7. Oberschwingung vergrößert. In beiden Fällen wird die DSD stärker magnetisiert, was eine deutliche Reduzierung der Verzerrungsstromscheitelwerte verspricht. Weiterhin können durch die Verschiebung der Zwischen-taktlagen die Anteile der einzelnen Harmonischen derart verändert werden, daß eine vorhandene Saugdrossel optimal genutzt werden kann.

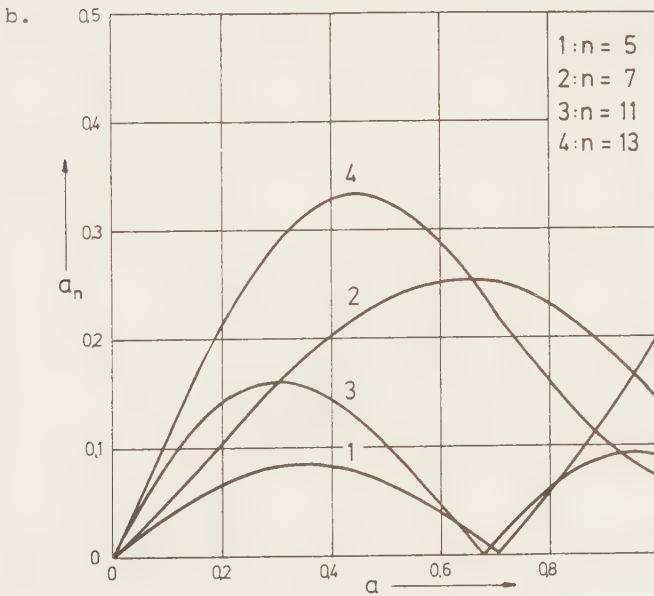
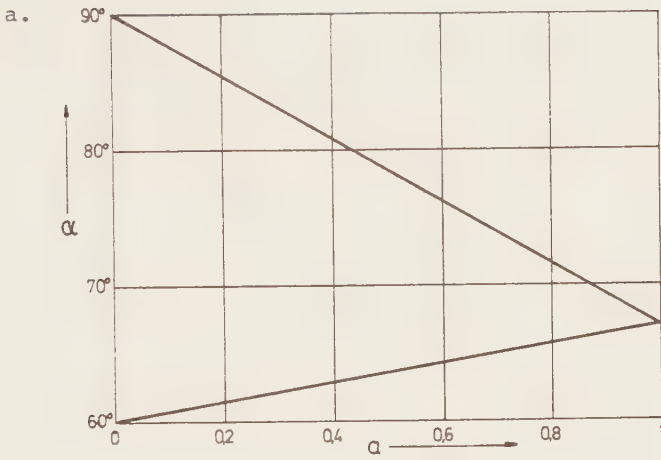


Bild 2.6/3: Steuerwinkel (a) und Fourierkoeffizienten (b) für eine Fünffachtaktung mit nach innen verschobenen Zwischentakten

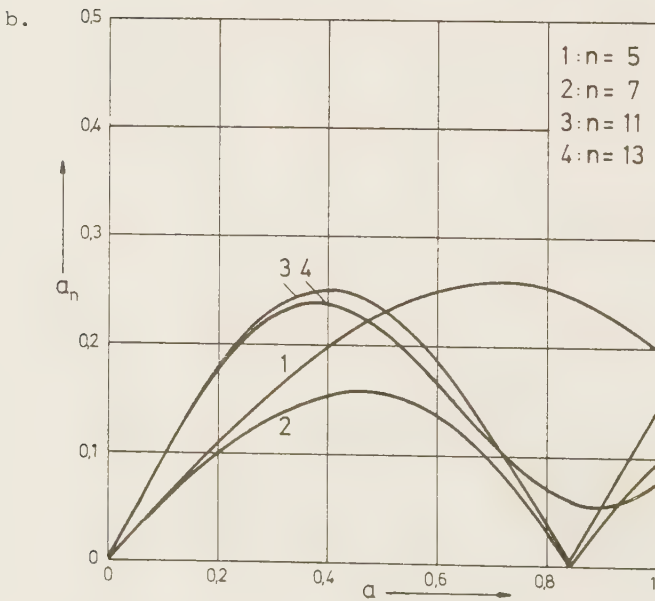
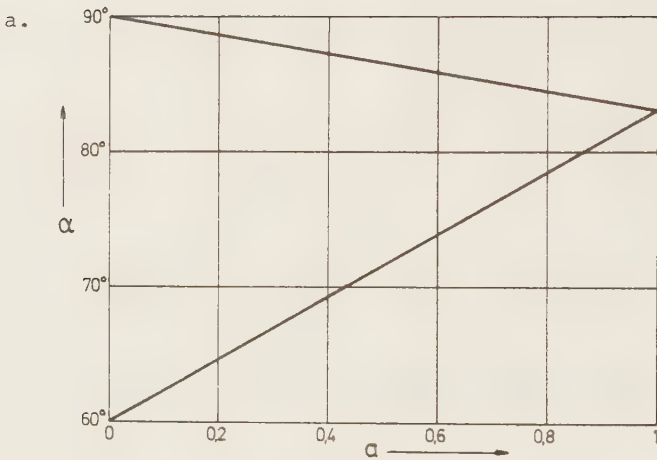
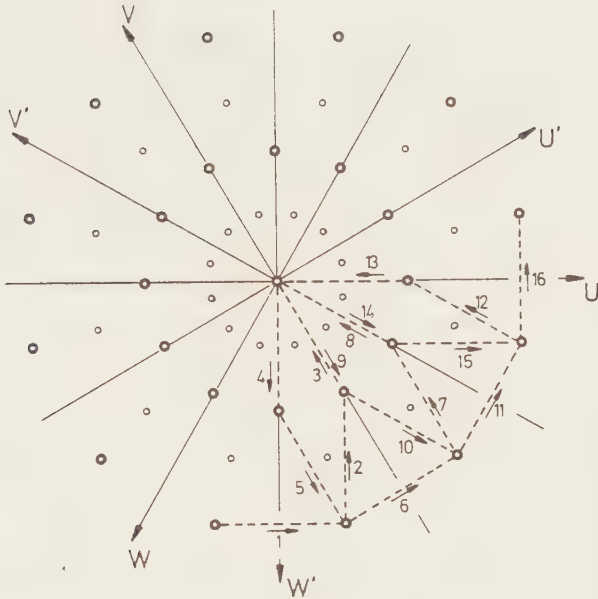


Bild 2.6/4: Steuerwinkel (a) und Fourierkoeffizienten (b) für eine Fünffachtaktung mit nach außen verschobenen Zwischentakten

a.



b.

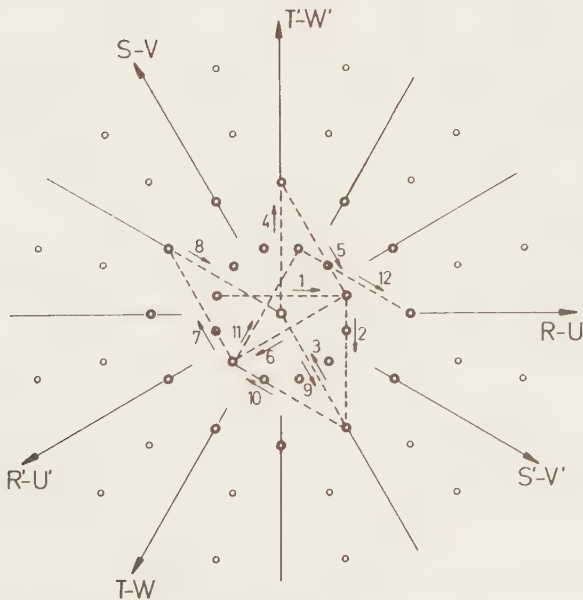


Bild 2.6/5: Lastspannungs- (a) und Saugdrosselspannungsraum-
zeiger (b) für die Fünffachtaktung entsprechend Bild 2.6/3

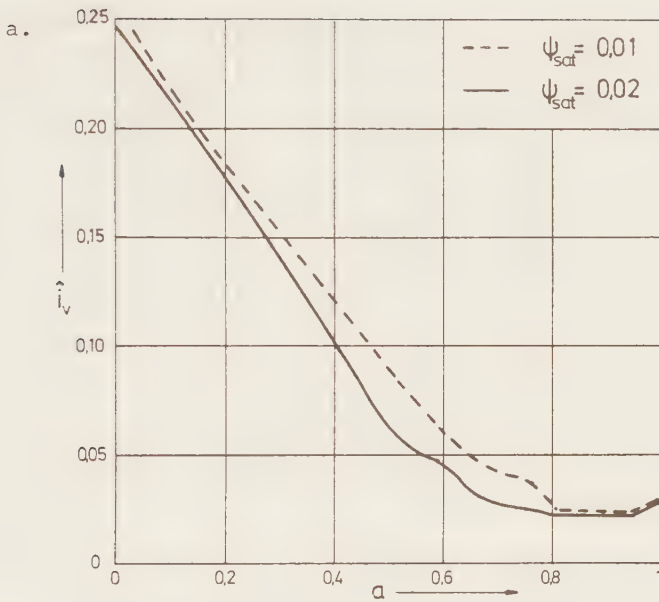
Betrachtet man die Raumzeigerdiagramme für die Last- und Saugdrosselspannungen (Bild 2.6/5) für den Fall der nach innen verschobenen Zwischentakts im Vergleich zu denen der herkömmlichen Fünffachtaktung, werden die Ergebnisse der Fourier-Analyse hinsichtlich der Saugdrosselbelastung qualitativ bestätigt. Der DSD- Spannungszeiger erreicht größere Amplituden, während der Lastspannungszeiger auch Raumzeigerwerte mittlerer Amplituden annimmt. Hierdurch werden die an der Last wirksamen Verzerrungsspannungen vermindert.

Wie aus den Bildern 2.5/4-6 hervorgeht, bewegt sich die normierte Sättigungsgrenze ψ_{sat} für eine sinnvolle Nutzung der DSD in den Bereichen der Dreifach- und Siebenfachtaktung in der Größenordnung zwischen 0,01 und 0,02. Für diese beiden Eckwerte soll daher exemplarisch eine Optimierung des Taktmusters der Fünffachtaktung durchgeführt werden. Für die Hauptinduktivität wird hierbei aus den bereits genannten Gründen ein Wert von $b = 6$ zugrunde gelegt.

Die Optimierung wurde systematisch durchgeführt, sodaß das absolute Minimum der Verzerrungsstromscheitelwerte bestimmt wurde. Randbedingungen hierfür waren, wie bereits erwähnt, eine Viertelschwingungssymmetrie sowie die Lage der Zwischen-takte in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung.

Die Ergebnisse der Berechnung sind in den Bildern 2.6/6a u. b dargestellt. Sie zeigen für beide gewählten Sättigungsgrenzen die maximal auftretenden Verzerrungsstromscheitelwerte sowie die Steuerwinkel im Optimalpunkt.

Wie Bild 2.6/6b zeigt, verlaufen die optimalen Steuerwinkel über der Aussteuerung nicht stetig. Dies bringt einen unübersehbaren Nachteil mit sich. Stationär bleiben die Verzerrungsstromspitzenwerte zwar auf ein eng toleriertes Band begrenzt, jedoch kann es beim Überschreiten der Unstetigkeitsstelle der Steuerwinkel zu transienten Stromüberhöhungen kommen, die alle durch die Optimierung erzielten Verbesserungen in Frage stellen. Daher ist es naheliegend, zuvor die maximalen Verzerrungsstromscheitelwerte als Funktion der Steuerwinkel zu betrachten. Dargestellt ist dies in den Bildern 2.6/7a und b.



b.

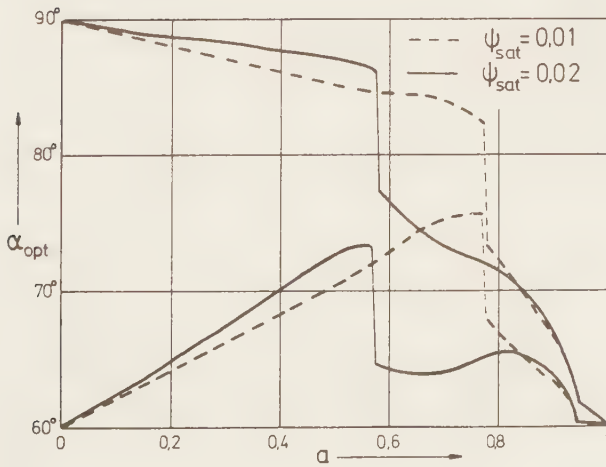


Bild 2.6/6: Verzerrungsstromspitzenwerte (a) und Optimalsteuerwinkel (b) für die Fünffachtaktung, $b=6$

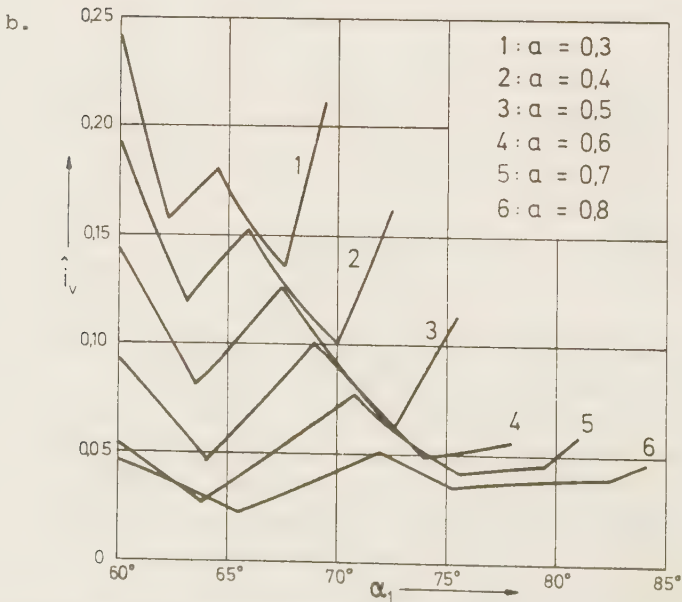
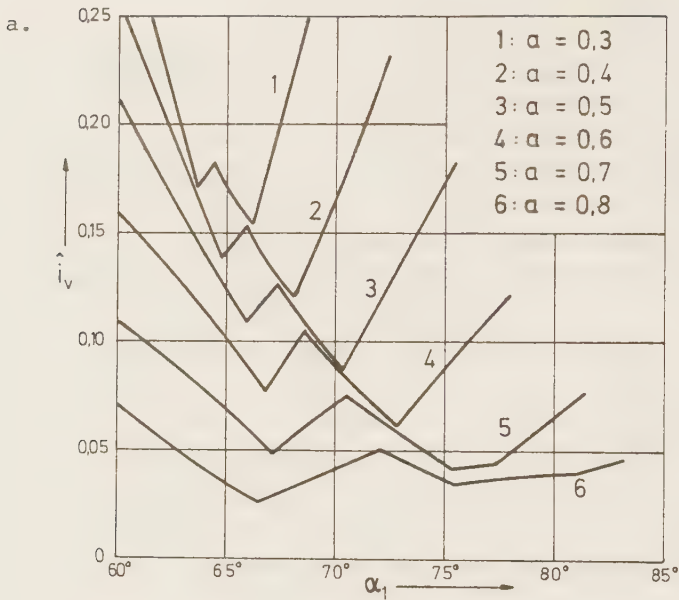


Bild 2.6/7: Verzerrungsstromspitzenwerte als Funktion der Steuerwinkel für die Fünffachtaktung, $b=6$
 a: $\psi_{\text{sat}} = 0,01$, b: $\psi_{\text{sat}} = 0,02$

An diesen Diagrammen wird noch einmal deutlich, warum die Fünffachtaktung in Verbindung mit der Saugdrossel relativ schlechte Ergebnisse liefert. Die Arbeitspunkte bei Verwendung des in Bild 2.4/2 gezeigten Taktmusters liegen fast exakt in den relativen Maxima der gezeigten Kurven.

Wie den Diagrammen zu entnehmen ist, existieren für beide gewählten Werte des Sättigungsflusses je Aussteuerungswert zwei relative Minima. Um eine einfache Unterscheidung zu ermöglichen, werden im folgenden die für kleinere Steuerwinkel auftretenden Minima als Suboptimum I, die für größere Steuerwinkel als Suboptimum II bezeichnet. Die Bilder 2.6/8 und 2.6/9 zeigen die Verzerrungsstromspitzenwerte sowie den Steuerwinkelverlauf beider Suboptima.

Für eine Realisierung optimaler Steuerwinkel müssen mehrere Randbedingungen beachtet werden:

1. Die Steuerwinkel müssen über der Aussteuerung stetig verlaufen, um dynamische Ausgleichsvorgänge zu vermeiden. Daher erscheint die Realisierung des absoluten Optimums nicht sinnvoll.
2. Die Abhängigkeit der Verzerrungsstromspitzenwerte von der Zwischentaktlage sollte möglichst gering sein, um einen Anstieg der Verzerrungsströme im Falle von Winkelfehlern bei der Pulsmustervorgabe möglichst gering zu halten.
3. Die Abhängigkeit der Optimalwinkel von den Saugdrosselkenngrößen darf nicht zu groß sein, um die Parameterempfindlichkeit bezüglich der Hauptinduktivität und des Sättigungsflusses der DSD in Grenzen zu halten.

Aus den in den Bildern 2.6/8 und 2.6/9 gezeigten Diagrammen geht deutlich hervor, daß die Kurven der Steuerwinkel des Suboptimums II für beide gewählten Sättigungsflüsse der DSD vor allem im interessierenden Aussteuerungsbereich zwischen 0,6 und 0,8 nahe beieinander liegen, sodaß hierbei in einem genügend großen Betriebsbereich keine wesentliche Abhängigkeit der Optimalsteuerwinkel vom Sättigungsfluß der Saugdrossel besteht. Eine Realisierung von Steuerwinkeln auf Grund des

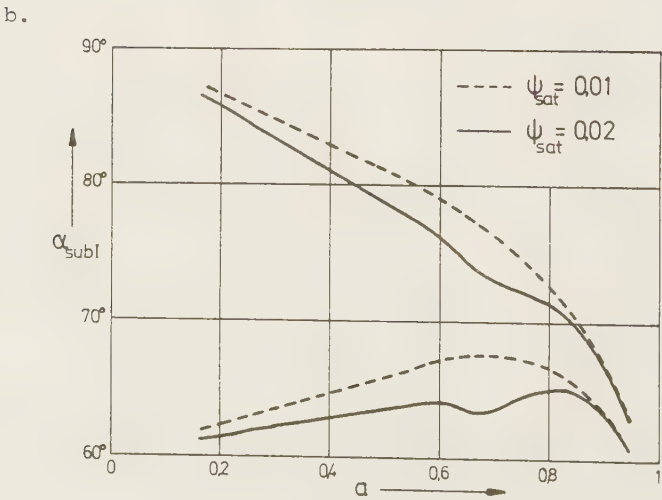
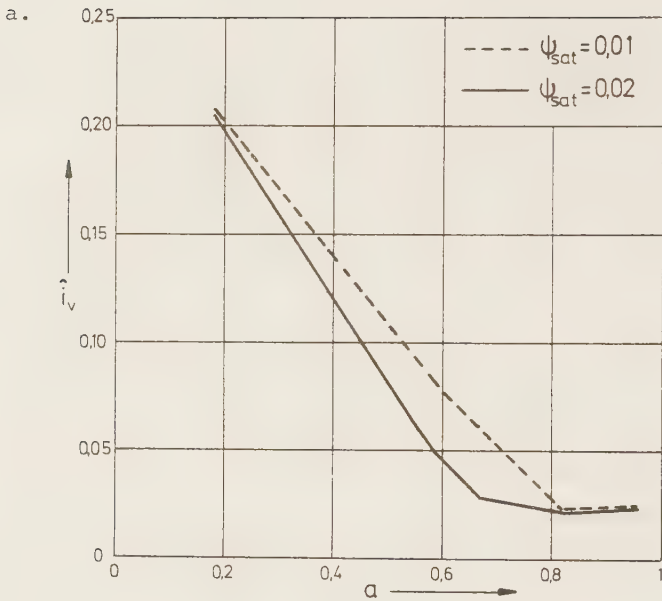


Bild 2.6/8: Verzerrungsstromspitzenwerte (a) und relative Optimalsteuerwinkel (b) für die Fünffach-taktung, $b=6$

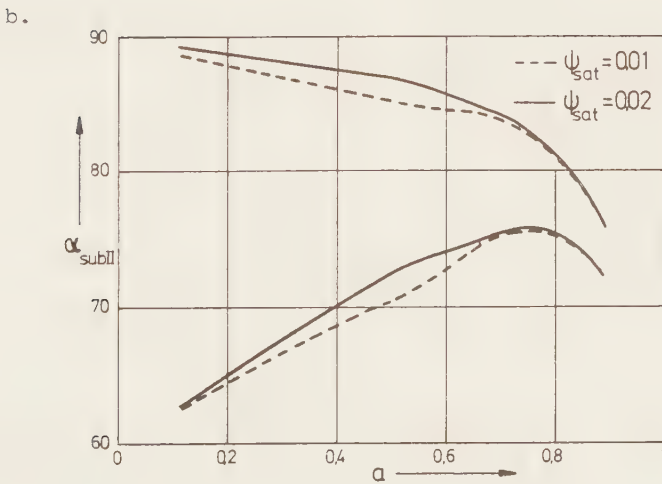
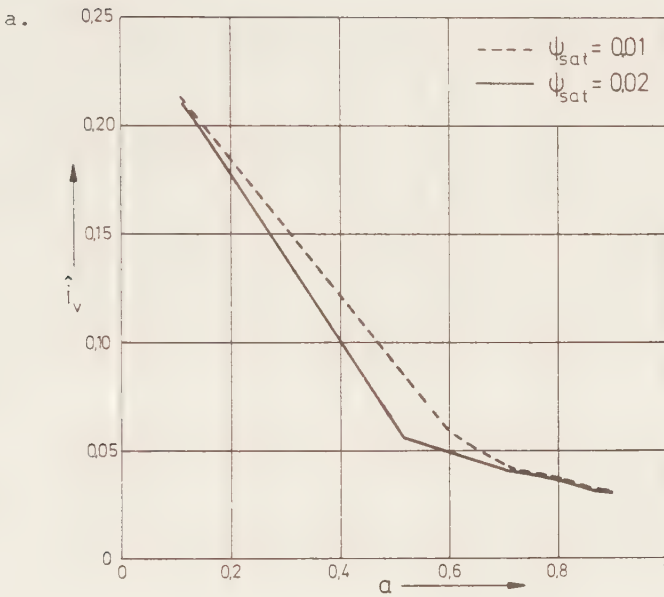


Bild 2.6/9: Verzerrungsstromspitzenwerte (a) und relative Optimalsteuerwinkel (b) für die Fünffach-taktung, $b=6$

Suboptimums II liefert also auch bei unterschiedlich dimensionierten Saugdrosseln brauchbare Ergebnisse.

Ein weiterer Vorteil wird an Hand von Bild 2.6/7 ersichtlich. Bei gegebenen DSD- Parametern zeigt sich im Steuerwinkelbereich des Suboptimums II im interessierenden Aussteuerungsbereich nur eine relativ geringe Abhängigkeit der Verzerrungsstromspitzenwerte von den Steuerwinkeln. Dies bedeutet, daß sich bei der Pulsmustervorgabe entstehende Winkelfehler wesentlich geringer auswirken, als es bei der Realisierung der Steuerwinkel des Suboptimums I der Fall wäre.

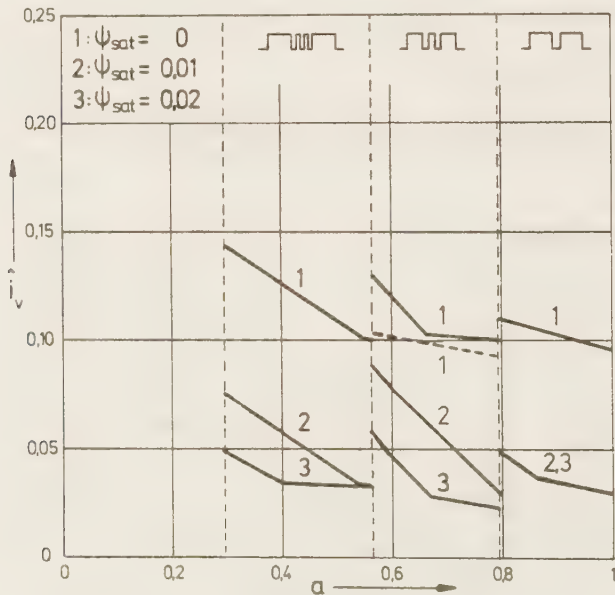


Bild 2.6/10: Verzerrungsstromspitzenwerte mit und ohne DSD; Fünffachtaktung: Suboptimum II; Gestrichelt: für Betrieb ohne DSD optimierte Fünffachtaktung

In dem in Bild 2.6/10 gezeigten Diagramm sind noch einmal die auftretenden Verzerrungsstromscheitelwerte für die einzelnen Betriebsbereiche der Taktarten ohne und mit sättigbarer Saug-

drossel für die Sättigungsgrenzen 0,01 und 0,02 aufgetragen.
Für die Fünffachtaktung beim Betrieb ohne DSD sind zusätzlich
noch gestrichelt die Verzerrungsstromscheitelwerte für ein für
den Betrieb ohne DSD optimiertes Taktmuster eingezeichnet.

3. Taktmustererzeugung

An die Taktmustererzeugung für ein Doppelwechselrichtersystem mit Kopplung über eine Drehstromsaugdrossel müssen im Vergleich zur Taktmustererzeugung für zwei unmittelbar parallel betriebene einzelne dreiphasige Systeme mehrere zusätzliche Anforderungen gestellt werden. Um die DSD nicht mit grundfrequenten Spannungen zu belasten, ist sowohl

1. die Gleichheit der Grundswingungsamplituden der Wechselrichterausgangsspannungssysteme,
- als auch
2. eine exakte Einhaltung der erforderlichen Phasenverschiebung von 30°

Voraussetzung. Letzteres bedeutet zusätzlich, daß das Folgeverhalten der beiden Wechselrichter bei einer Drehrichtungsumkehr gewechselt werden muß, d.h. bei der Phasenfolge RST muß das zweite Ausgangsspannungssystem dem ersten um 30° nacheilen, bei der Phasenfolge TSR dagegen ist eine Voreilung von 30° erforderlich. Aus diesem Grund ist eine einfache Verzögerung der Taktmuster des ersten Wechselrichters zur Ansteuerung des zweiten nicht möglich, sondern es werden zwei komplette Steuersätze benötigt, die streng synchron arbeiten müssen.

Bild 3.1 zeigt die Blockstruktur einer derart umgerüsteten analogen Steuersatzlogik. Hierbei sind erforderliche Zusatzeinrichtungen und Modifizierungen durch die Strichstärke hervorgehoben. Ihre Funktionen sind im einzelnen:

1. Logik zur Erzeugung der um 30° versetzten digitalen Referenzsignale für das zweite System, die je nach Drehrichtung gegenüber denen des ersten Systems nach- oder voreilen müssen,
2. Zugehöriger D/A- Wandler für die grundschwingungsfrequenten Trapez- bzw. Rechtecksignale,
3. D/A- Wandler zur Erzeugung der taktfrequenten, phasenversetzten Dreiecksignale,
4. Startlogik zur Synchronisierung der Dreiecksgeneratoren

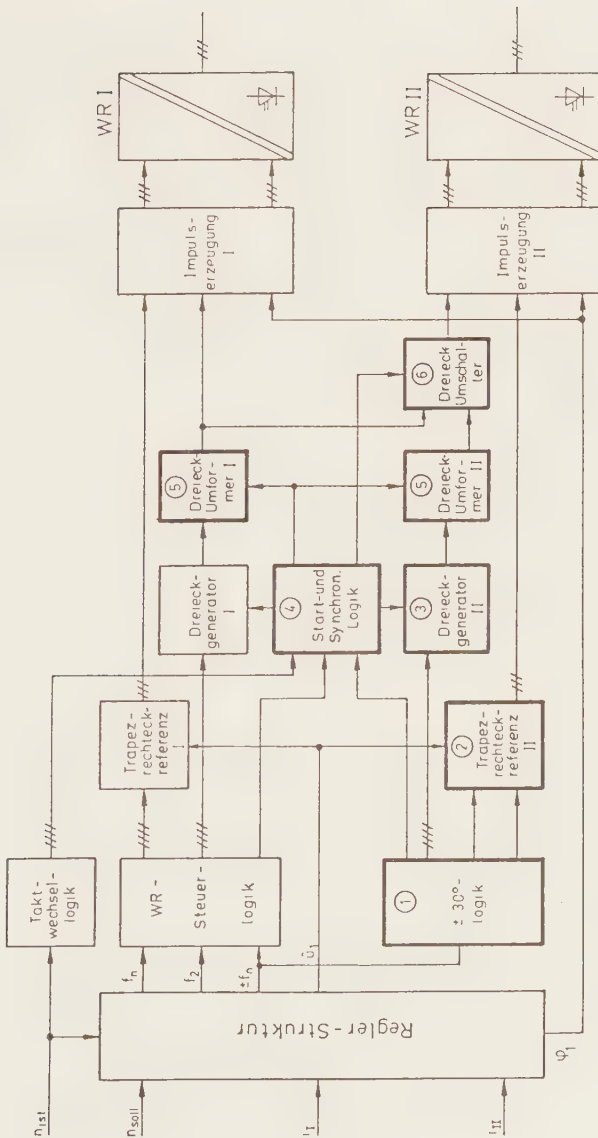


Bild 3.1: Blockstruktur einer analogen Steuersatzlogik

und der Taktumschaltung, so daß ein erforderlicher Taktwechsel, der im ersten Wechselrichter jeweils im positiven Nulldurchgang einer Systemspannung erfolgt, im zweiten Wechselrichter je nach Drehrichtung entweder 30° oder 90° verzögert durchgeführt wird, damit ein möglichst ausgleichstromarmes Umschalten gewährleistet ist.

5. Dreiecksspannungsumformer zur Erzeugung saugdrosselangepaßter Taktvarianten (Zwischentakts nur in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung).
6. Dreiecksspannungsumschalter mit der Aufgabe, beiden Systemen in der freien Taktung identische Dreieckhilfsspannungen zu liefern.

Bereits hier wird deutlich, daß der Hardwareaufwand für eine derartige Umrüstung nicht unerheblich ist. Ein weiterer Nachteil ist die geringe Flexibilität hinsichtlich der Lage der Schaltwinkel, d.h. eine Realisierung z.B. off-line optimierter Schaltwinkel ist nur mit sehr hohem Aufwand möglich.

Diese Nachteile können durch die Verwendung eines Mikrorechners zur Pulsmustererzeugung vermieden werden. Abgesehen davon, daß bereits der Hardwareaufwand gegenüber dem eines einzelnen, analog aufgebauten Steuersatzes vermindert wird, ist der Rechner in der Lage, ohne zusätzliche Hardware die Pulsmuster für beide Wechselrichter zu generieren, sodaß ein getrennter Steuersatz für den zweiten Wechselrichter entfällt. Weiterhin ist die synchrone Ansteuerung beider Wechselrichter von vornherein gewährleistet.

Durch die hohe Flexibilität eines Mikrorechners ergibt sich die Möglichkeit, die Steuerwinkel ohne Änderungen der Hardware zu modifizieren, so daß dieser für die Realisierung optimierter Taktvarianten prädestiniert ist.

Für die Ansteuerung eines Doppelwechselrichtersystems sind an einen Mikrorechnersteuersatz zunächst folgende Forderungen zu stellen:

1. Die Grundschriftungsamplitude der Ausgangsspannungen soll mindestens mit einer Genauigkeit von 1% vom Maximalwert

einstellbar sein.

2. Der Winkelfehler bei der Ausgabe der Taktmuster darf höchstens $0,25^\circ$ betragen.
3. Für den Anfahrbereich muß eine asynchrone Taktvariante zur Verfügung stehen. Im Bereich höherer Grundfrequenzen sind optimierte synchrone Taktvarianten zu verwenden, die bei möglichst geringer Taktfrequenz ein Minimum im Verzerrungsstromscheitelwert erreichen.
4. Für den Aussteuerungsbereich zwischen der Dreifach- und der Grundfrequenztaktung muß eine Taktvariante mit dezentralem Zwischentak bei gleichzeitiger Grundschrwingungsphasenkorrektur vorhanden sein, um größere Amplitudensprünge bei der Umschaltung in die Grundfrequenztaktung zu vermeiden.
5. Die Umschaltung zwischen den einzelnen Taktarten muß bei wählbaren Frequenzen hysteresebefahet so erfolgen, daß keine größeren Ausgleichströme entstehen.
6. Damit der Steuersatz auch höheren dynamischen Ansprüchen genügt, muß er nahezu verzögerungsfrei sprungartige Änderungen von Amplitude und Phasenlage der erzeugten Spannung ermöglichen.

Die allgemein üblichen Eingangsgrößen für einen Steuersatz sind die Aussteuerung a und die gewünschte Grundschrwingungsfrequenz f_1 . Werden diese Vorgaben in Form eines Raumzeigers gemacht, so repräsentiert die Länge dieses sog. Sollraumzeigers (SRZ) die Aussteuerung, während sich die Grundschrwingungsfrequenz aus der Winkelgeschwindigkeit ergibt. Die Aufgabe des Steuersatzes ist es nun, diese Informationen derart in eine Folge von Wechselrichterschaltzuständen umzusetzen, daß der Grundschrwingungsraumzeiger des sich daraus ergebenden Ausgangsspannungssystems ein möglichst exaktes Abbild des Sollraumzeigers darstellt.

3.1 Asynchrone Taktvarianten

3.1.1 Erzeugung von Raumzeigern im Mittel

Im Anfahrbereich und im Bereich niedriger Frequenzen ist eine winkelabhängige Pulsmustererzeugung für die Wechselrichter, wie sie z.B. bei den synchronisierten Taktvarianten realisiert wird, nicht möglich. Statt dessen muß ein gewünschter Spannungsraumzeiger, der nach Amplitude und Phasenlage vorgegeben

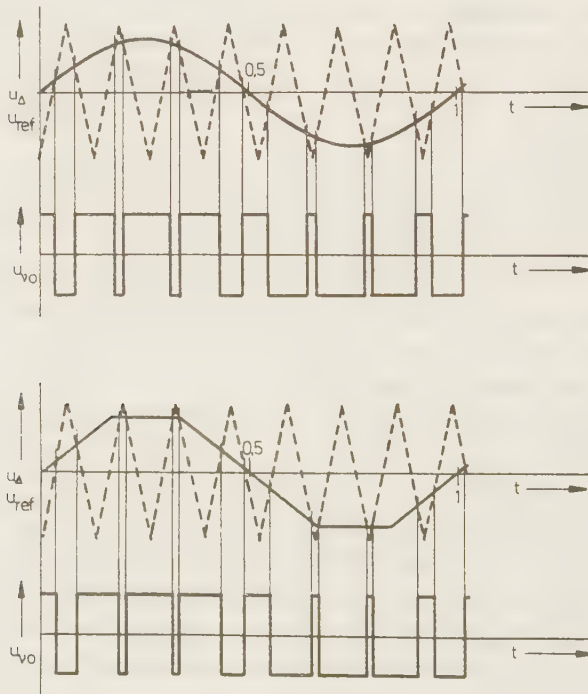
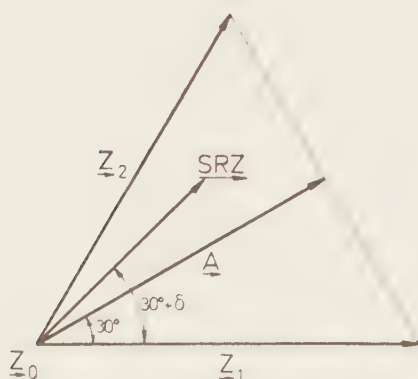


Bild 3.1.1/1: Asynchrone Taktung a: Sinusmodulation, b: Trapezmodulation

ist, im zeitlichen Mittel realisiert werden, um eine Wechselrichterausgangsspannung zu erzeugen, die derjenigen ähnlich ist, die z.B. bei der Sinus- oder Trapezmodulation einer konstanten Trägerfrequenz entsteht, wie sie in herkömmlichen

analogen Steuerlogiken verwendet wird und in Bild 3.1.1/1 zur Verdeutlichung dargestellt ist.

Eine Berechnung und Koordinierung aller hier auftretenden Schaltzeiten für sechs Stränge mit einem Mikrorechner ist jedoch wenig sinnvoll, da wegen der geforderten Dynamik nur sehr kurze Rechenzeiten zur Verfügung stehen. Statt dessen wird eine an der Raumzeigerdarstellung orientierte Realisierung eines bestimmten mittleren Ausgangsspannungsraumzeigers -im folgenden mit dem Begriff Raumzeigermodulation bezeichnet- angestrebt, wobei der Sollwert hinsichtlich Amplitude und Phasenlage durch den Sollraumzeiger vorgegeben wird.



$$\underline{SRZ} = a' \underline{A} e^{j\delta}$$

$$a' = \frac{|\underline{SRZ}|}{|\underline{A}|}$$

$$\underline{Z}_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \underline{A} e^{-j30^\circ}$$

$$\underline{Z}_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \underline{A} e^{+j30^\circ}$$

Bild 3.1.1/2: Raumzeigerdiagramm zur Bestimmung der Schaltzeiten für die asynchrone Taktung

Über eine bestimmte Taktperiode T_T läßt sich ein gewünschter Ausgangsspannungsraumzeiger durch entsprechend langes Einschalten von drei benachbarten Raumzeigerwerten (z.B. $\underline{Z}_0$, $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ in Bild 3.1.1/2) erzeugen. Für die diesen drei Werten zugeordneten Verweildauern t_0 , t_1 und t_2 , bezogen auf die Summe dieser Zeiten T_T gelten folgende Beziehungen:

$$\frac{t_1}{T_T} = a' \sin (30^\circ - \delta) \quad (3.1.1/1)$$

$$\frac{t_2}{T_T} = a' \sin (30^\circ + \delta)$$

$$\frac{t_0}{T_T} = 1 - a' \cos \delta$$

mit $a' = \frac{|SR'|}{|A|}$

Schaltet man zyklisch die $\underline{z}_1, \underline{z}_2, \underline{z}_3$ zugehörigen Schaltzustände für die angegebenen Zeiten ein, erhält man einen Lastspannungsraumzeiger, der im Mittel dem Sollraumzeiger entspricht. Der für die Zeit t_0 einzuschaltende Nullzeiger $\underline{z}_0$ kann durch zwei unterschiedliche Schaltzustände realisiert werden. Durch diesen Freiheitsgrad in Verbindung mit einer wechselnden Folge der Schaltzustände innerhalb einer Taktperiode T_T kann z.B. die Taktfrequenz der Wechselrichter minimiert oder die erforderliche Mindesteinschaltdauer der Ventile eingehalten werden.

Vergleicht man die maximal erreichbare Aussteuerung $a_{\max}$ der Raumzeigermodulation mit der, die i.a. bei analogen Steuer-sätzen mit Sinus- oder Trapezmodulation erreicht wird, so erhält man für einen idealen Wechselrichter:

Sinusmodulation $a_{\max, id} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad (3.1.1/2)$

Trapezmodulation $a_{\max, id} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827$

Raumzeigermodulation $a_{\max, id} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0,907$

Mit Hilfe der Raumzeigermodulation sind also wesentlich höhere Aussteuerungen möglich, wobei zu bemerken ist, daß in den Wechselrichterspannungen im Gegensatz zur Trapezmodulation für den Idealfall $T_T \rightarrow 0$ keine Harmonischen der Ordnung $n=6k \pm 1$, $k=1,2,3,\dots$, die sich auf den Laststrom auswirken, enthalten sind.

Die Fourier- Analyse zeigt, daß in diesem Fall neben der Grundschwingung nur Harmonische der Ordnung $n=3k$, $k=1,2,3\dots$ auftreten, die im dreisträngigen System ein Nullsystem bilden.

Bei der Berechnung der Verweildauern in (3.1.1/1) wird die Zeit t_0 exakt angegeben, jedoch kann der Nullzeiger $\underline{z}_0$ durch zwei unterschiedliche Wechselrichterschaltzustände realisiert werden. Dieser Freiheitsgrad kann in bestimmten Grenzen zur Manipulation des den Wechselrichtergrundschwingungsspannungen überlagerten Nullsystems genutzt werden, wie im folgenden gezeigt wird.

Zur Vereinfachung der Darstellung wird der Idealfall $T_T \rightarrow 0$ angenommen, so daß die pulsdauermodulierten Wechselrichter- ausgangsspannungen in analoge Spannungen entsprechend den z.B. in Bild 3.1.1/1 gezeigten Referenzspannungen beim Dreieck- vergleichsverfahren übergehen.

In Bezug auf die Wechselrichterausgangsspannungen werden im weiteren folgende Forderungen gestellt:

1. die Lastspannungen sollen sinusförmig sein
2. Viertelschwingungssymmetrie der Ausgangsspannungen
3. maximal mögliche Aussteuerung muß erreichbar sein

Die Forderung nach maximal möglicher Aussteuerung beinhaltet die Realisierung des kleinstmöglichen Spitzenwertes der Referenzspannung bei gegebener Grundschwingung, was im einfachsten Fall durch eine Rechteckfunktion erfüllt wird. Diese schließt jedoch auf Grund der Harmonischen der Ordnung $n=6k+1$, $k=1,2,3\dots$ eine sinusförmige Lastspannung aus. Es muß daher sichergestellt werden, daß die Referenzspannungen nur Harmonische der Ordnung $n=3k$, $k=1,2,3\dots$ enthalten. Setzt man zusätzlich noch die Viertelschwingungssymmetrie voraus, entfallen alle geraden Harmonischen, so daß das der Grundschwingung zu überlagernde Nullsystem nur noch Oberschwingungen der Ordnung $n=(6k-3)$, $k=1,2,3\dots$ enthält. Jede Summe dieser Harmonischen zeichnet sich durch Nullstellen im Abstand von $\pi/3$ aus, an denen die Referenzspannung den Wert der Grundschwingung annimmt. Um einen minimalen Scheitelwert der

Referenzspannung zu erreichen, müssen je zwei dieser Nullstellen symmetrisch zum Scheitelwert der Grundschwingung liegen. Das im speziellen Fall der Viertelschwingungssymmetrie immer gewährleistet ist (Bild 3.1.1/3). Die Werte der Grundschwingung an den Nullstellen des Nullsystems bestimmen in diesem Fall den minimalen Scheitelwert der gesuchten Referenzspannung $\hat{U}_{ref}$. Damit dieser nicht überschritten wird, muß das Nullsystem im Bereich $\frac{\pi}{3} < \varphi < \frac{2\pi}{3}$ betragsmäßig mindestens den Wert der Grundschwingung vermindert um den Scheitelwert der Referenzspannung annehmen (Kurve A in Bild 3.1.1/3). Eine ähnliche Bedingung ergibt sich aus dem Bereich $\frac{4\pi}{3} < \varphi < \frac{5\pi}{3}$ (Kurve B in Bild 3.1.1/3). Erweitert man diese Teilkurven auf die gesamte Grundschwingungsperiode, so erhält man zwei Grenzkurven. Überlagert man der Grundschwingung ein Nullsystem, das zwischen

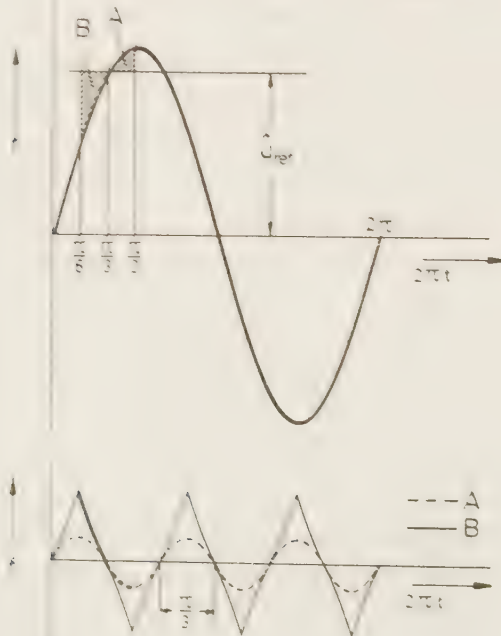


Bild 3.1.1/3: Bestimmung des Nullsystems für max. Aussteuerung bei gegebenem Scheitelwert und sinusförmiger Lastspannung

diesen Grenzkurven verläuft, erfüllt die Referenzspannung die Bedingungen hinsichtlich maximaler Aussteuerbarkeit der Sinusform der Lastspannungen. Durch die Wahl des Zeitverlaufs des Nullsystems kann nun sein Oberschwingungsspektrum bestimmt werden, soweit dies erforderlich sein sollte.

3.1.2 Sollraumzeigervorgabe für zwei Wechselrichter

Sollen zwei Wechselrichter durch Vorgabe von Sollraumzeigern so gesteuert werden, daß ihre über eine Taktperiode T_T gemittelten Ausgangsspannungsraumzeiger um 30° gegeneinander verschoben sind, bieten sich grundsätzlich zwei verschiedene Möglichkeiten der Darstellung an:

- Zugrundelegung zweier um 30° versetzter SRZ bei übereinstimmenden Projektionsachsen für beide Systeme;
- Drehung der Projektionsachsen des zweiten Systems gegenüber denen des ersten um 30° .

Nachteilig ist im ersten Fall, daß beiden Systemen unter-

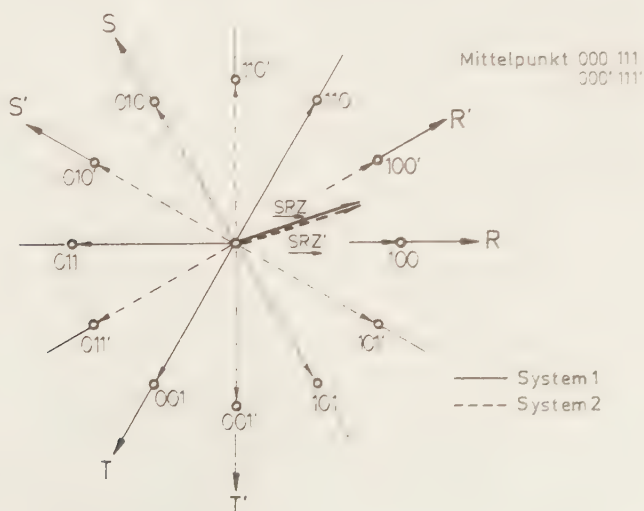


Bild 3.1.2/1: SRZ- Vorgabe für zwei Wechselrichter mit 30° Phasenverschiebung

schiedliche SRZ vorgegeben werden müßten, was für die Realisierung des zugehörigen Steuersatzes einen Mehraufwand bedeutet. Im zweiten Fall ergibt sich eine Darstellung entsprechend Bild 3.1.2/1, in dem die SRZ beider Systeme aufeinanderfallen, so daß der obige Nachteil entfällt. Für das zweite System gültige Größen sind in diesem Bild als gestrichene Größen dargestellt. Zusätzlich zu dem Vorteil, daß beide Spannungssysteme aus einem gemeinsamen Sollraumzeiger abgeleitet werden können, muß das drehrichtungsabhängige Folgeverhalten der Wechselrichter nicht mehr explizit berücksichtigt werden, da es bereits in diese Form der Darstellung eingeht. Hierdurch kann Rechenzeit sowohl beim Regler, als auch beim Steuersatzprogramm eingespart werden.

3.1.3 Realisierung der freien Taktung bei Kopplung über eine DSD

Bei der Realisierung einer asynchronen Taktvariante müssen hinsichtlich der Wechselrichter und der DSD einige Nebenbedingungen beachtet werden. So ist z.B. eine Realisierung von Lastspannungszeigern im Mittel unmittelbar aus den Werten des Raumzeigerdiagramms der Lastspannungen (siehe Bild 2.1.3/3) analog zum dreisträngigen System nicht möglich, da dieses Zeigerdiagramm nur für eine ideale bzw. in erster Näherung auch noch für eine lineare, nicht sättigbare DSD gilt. Wenn man bei der Bestimmung der Wechselrichterschaltzustände wie beim dreisträngigen System verfahren würde, würden die mittleren Ausgangsspannungszeiger der beiden Wechselrichtersysteme die Forderung nach Amplitudengleichheit und konstanter Grundschwingungsphasenverschiebung nicht mehr erfüllen, so daß die DSD in diesem Fall grundfrequente Spannungszeitflächen aufzunehmen hätte. Aus diesem Grund müssen die Reihenfolge der Schaltzustände und die Einschaltdauern dieser Zustände für beide Wechselrichter getrennt bestimmt werden. Dies beinhaltet allerdings den Vorteil, daß der Steuersatz in unveränderter

Form auch zur Ansteuerung dreisträngiger Systeme eingesetzt werden kann.

Hinsichtlich der verwendeten Wechselrichter stellen die maximale Taktfrequenz und die minimale Einschaltdauer der Ventile die zu berücksichtigenden Randbedingungen dar. Um die Verzerrungsströme möglichst gering zu halten, muß eine entsprechend hohe Taktfrequenz angestrebt werden, deren Betrag jedoch durch die zulässige Verlustleistung der Ventile nach oben hin begrenzt ist. Die Mindesteinschaltdauer wird von der Freiwerdezeit der Thyristoren und gegebenenfalls durch die zu ihrer Sicherstellung notwendige Umschwingzeit der Kommutierungseinrichtung bestimmt.

Zur Ermittlung der erforderlichen Wechselrichterschaltzustände für die Realisierung der mittleren Ausgangsspannungsraumzeiger und ihrer Einschaltdauern kann von einer Darstellung entsprechend Bild 3.1.3/1 ausgegangen werden.

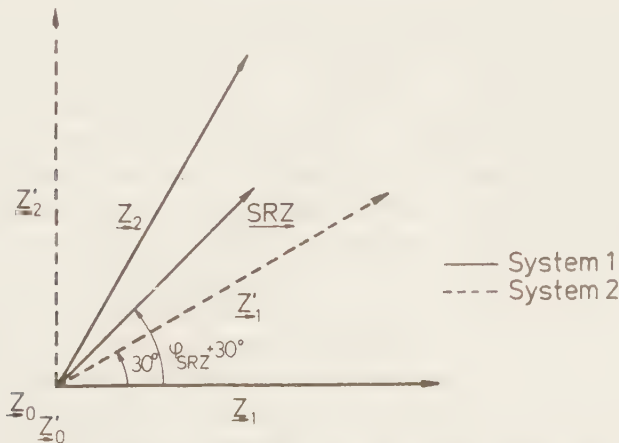


Bild 3.1.3/1: Raumzeigerdiagramm zur Bestimmung der Schaltzeiten für die asynchrone Taktung beim sechssträngigen System

Der Winkel des Sollraumzeigers, der die Werte von $0 - 360^\circ$ überstreicht, wird zur Berechnung der Einschaltdauern der einzelnen Raumzeigerwerte auf den Winkel innerhalb eines

30°- Sektors zurückgeführt. Entsprechend (3.1.1/1) lassen sich die Verweildauern des ersten Systems berechnen:

$$\frac{t_1}{T_T} = a' \sin (30^\circ - \varphi_{SRZ}) \quad (3.1.3/1)$$

$$\frac{t_2}{T_T} = a' \sin (30^\circ + \varphi_{SRZ})$$

$$\frac{t_0}{T_T} = 1 - a' \cos \varphi_{SRZ}$$

Für das zweite System erhält man entsprechend dem in Bild 3.1.3/1 dargestellten Fall:

$$\frac{t_1'}{T_T} = a' \sin (60^\circ - \varphi_{SRZ}) \quad (3.1.3/2)$$

$$\frac{t_2'}{T_T} = a' \sin (60^\circ + \varphi_{SRZ})$$

$$\frac{t_0'}{T_T} = 1 - a' \cos (\varphi_{SRZ} + 30^\circ)$$

Da für die Berechnung der Einschaltzeiten eine bestimmte Rechenzeit benötigt wird, müssen die Raumzeigerwerte mit den längsten Verweildauern zu Beginn einer Taktperiode T_T zuerst eingeschaltet werden. Das Zeitverhältnis der Zeiten t_1 und t_2 wird durch den Winkel des Sollraumzeigers innerhalb eines Sektors bestimmt. Dies bedeutet, daß innerhalb eines 30°-Sektors jeweils eine dieser Zeiten den Wert null annimmt. Die Zeit t_0 , für die ein Nullzeiger eingeschaltet wird, wird im wesentlichen durch die Amplitude des Sollraumzeigers festgelegt. Je kleiner die Amplitude ist, um so größer wird t_0 . Da die freie Taktung im unteren Frequenz- und Aussteuerungsbereich eingesetzt wird, bietet es sich also an, zuerst die Nullzeiger beider Wechselrichter einzuschalten. Während dieser Zeit werden die noch unbekannten Zeiten t_1 , t_2 , t_1' und t_2' berechnet. Hierzu sind im Speicher des Rechners normierte Zeiten in Abhängigkeit vom Winkel des Sollraumzeigers inner-

halb eines 30° - Sektors in Form einer Tabelle hinterlegt. Diese Zeiten müssen dann nur noch mit der geforderten Aussteuerung multipliziert werden. Nach der Berechnung der Einzelzeiten erfolgt die Berechnung von Differenzzeiten Δt , wie in Bild 3.1.3/2 veranschaulicht ist.

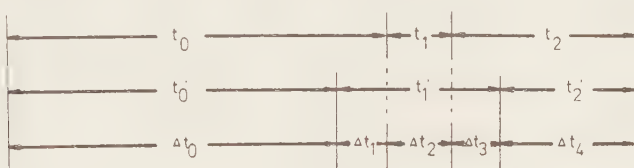


Bild 3.1.3/2: Berechnung von Differenzzeiten

Für jede Differenzzeit wird die zugehörige Kombination der Wechselrichterschaltzustände des ersten und zweiten Systems bestimmt und dann für die entsprechende Dauer ausgegeben.

Die Reihenfolge der Schaltzustände für ein System wird hierbei durch das Kriterium bestimmt, bei jedem Zustandswechsel nur eine Strangspannung zu ändern. Damit ist sichergestellt, daß ein bestimmter mittlerer Ausgangsspannungszeiger mit der minimal möglichen Anzahl von Schaltungen realisiert wird. Wie am folgenden Beispiel ersichtlich wird, bedingt dies eine sich mit jeder Taktperiode ändernde Reihenfolge der Wechselrichterschaltzustände. Verlangt die Realisierung beispielsweise die Schaltzustände (000), (111), (100) und (110) eines Systems, so bestimmt sich ihre Reihenfolge wie folgt:

Zustand	Einschaltdauer
(000)	t_0
(100)	t_1
(110)	t_2
(111)	t_0
(110)	t_2
(100)	t_1

Diese Angabe bezieht sich bereits auf zwei Taktperioden T_T . Hierin ist implizit enthalten, daß der Nullzustand, mit dem

eine Taktperiode beginnt, vom zuletzt eingeschalteten Schaltzustand abhängig ist. Dies muß in jedem Fall beachtet werden, da es sonst zu Umschaltungsanforderungen durch den Steuersatz kommen kann, die von den Wechselrichtern auf Grund der Mindesteinschaltdauer nicht realisiert werden können und die somit zu fehlerhaften Ausgangsspannungen führen würden.

Die Schaltfrequenz der einzelnen Stränge der Wechselrichter hängt bei korrekter Wahl der Reihenfolge der Schaltzustände nur von der Länge der Taktperiode T_T ab. Wie aus dem o.g. Beispiel ersichtlich ist, erfolgt je Taktperiode und Wechselrichterstrang eine Umschaltung. Bei einer vorgegebenen maximalen Schaltfrequenz der Wechselrichter $f_{T,\max}$ berechnet sich die Zeit T_T zu:

$$T_T = \frac{1}{2 f_{T,\max}} \quad (3.1.3/3)$$

Die vom Steuersatz geforderte Einschaltdauer der Ventile entspricht mindestens der Zeit t_0 , wenn die Nullzustände wie oben beschrieben ausgewählt werden. Im üblichen Betriebsbereich der freien Taktung wird daher die Mindesteinschaltdauer bei korrekter Wahl der Reihenfolge der Schaltzustände nicht unterschritten.

Der Zeitverlauf der sich ergebenden über zwei Taktperioden T_T gemittelten Spannung eines Wechselrichterpol gemessen gegen den Mittelpunkt der Zwischenkreisspannung hat für den Idealfall ($T_T \rightarrow 0$) die in Bild 3.1.3/3 gezeigte Form, wenn beide möglichen Nullzustände für die gleiche Zeit eingeschaltet werden ($t_{0,(000)} = t_{0,(111)}$). Für diesen speziellen Fall nimmt das Nullsystem den arithmetischen Mittelwert der in Bild 3.1.1/3 gezeigten Grenzkurven an. Ergänzend sind in diesem Bild noch die Referenzspannungen für eine Sinus- und eine Trapezmodulation gleicher Grundschningsamplitude dargestellt.

Unter Berücksichtigung einer endlichen Taktfrequenz f_T und der Mindesteinschaltdauer $T_{\min}$ ändern sich die maximal möglichen

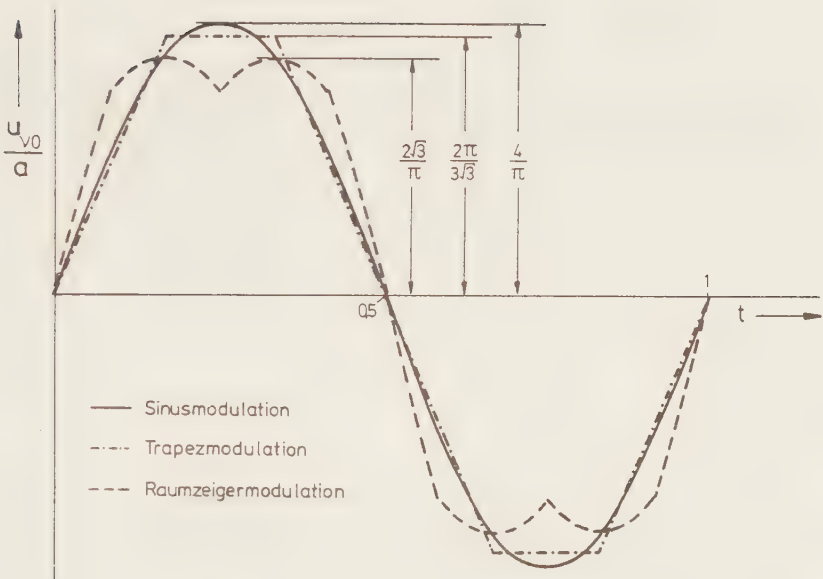


Bild 3.1.3/3: mögliche Ausgangsspannungen der freien Taktung ($T_T \rightarrow 0$) gleicher Grundschwingungsamplitude

Aussteuerungen bei den einzelnen Modulationsarten wie folgt:

$$a_{\max} = a_{\max, id} \quad (1 - 2 T_{\min} f_T) \quad (3.1.3/4)$$

Sinusmodulation $a_{\max, id} = \frac{\pi}{4} = 0,785$

Trapezmodulation $a_{\max, id} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827$

Raumzeigermodulation $a_{\max, id} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0,907$

3.1.3.1 Phasenkorrektur

Da sich der Sollraumzeiger bei stationärem Betrieb mit einer konstanten Winkelgeschwindigkeit weiterbewegt, seine Lage durch den Steuersatz aber nur einmal am Anfang jeder Taktperiode T_T sinnvoll abgetastet und in Schaltsignale umgesetzt werden kann, würde sich zwangsläufig durch die entstehende Totzeit ein Winkelfehler ergeben, der proportional zur Winkelgeschwindigkeit des Sollraumzeigers ansteigt. Der Sollraumzeiger überstreicht während einer Taktperiode T_T einen Winkel $\Delta\varphi$ von

$$\Delta\varphi = \frac{T_T}{T_1} 360^\circ \quad (3.1.3.1/1)$$

wobei T_1 die Grundswingungsperiodendauer darstellt. Um hier den Sollraumzeiger möglichst genau nachzubilden, ist eine frequenzabhängige Phasenkorrektur erforderlich. Zu diesem Zweck muß der in den Rechner eingelesene Winkel des Sollraumzeigers um einen Korrekturwert φ_{kor} korrigiert werden. Für den praktischen Betrieb ist dies unerläßlich, da es sonst bei der Umschaltung in die synchronen Taktarten zu einem Phasensprung der Ausgangsspannungsgrundschiwingung kommen würde.

Zur Berechnung des Korrekturwertes soll der Übersichtlichkeit halber das dreisträngige System herangezogen werden. Die Summe der Einschaltdauern der Zustandsraumzeiger $\underline{z}_1$ und $\underline{z}_2$ entsprechend Bild 3.1.1/2 $t_a = t_1 + t_2$ bezogen auf eine Taktperiode T_t berechnet sich innerhalb eines 60° - Sektors zu:

$$\frac{t_a}{T_T} = \cos (\varphi_{SRZ} - 30^\circ) a \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \quad (3.1.3.1/2)$$

Für den im Mittel realisierten Winkel des Spannungsraumzeigers ist das Verhältnis der Verweildauern t_1 und t_2 auf den von Null verschiedenen Schaltzuständen maßgebend. Die Zeit t_a bildet also den Mittelungszeitraum, für den eine bestimmte Phasenlage des Spannungsraumzeigers realisiert werden kann. Bei der aus Rechenzeitgründen angenommenen Schaltfolge, bei

der zu Beginn einer Taktperiode T_T zunächst der Nullzustand und dann die Außenzustände eingeschaltet werden, muß daher in Bezug auf die Phasenlage die gesamte Nullzeit als Totzeit angesehen werden, so daß sich für den Steuersatz im Bereich der freien Taktung folgende Gesamtstotzeit t_d angeben läßt:

$$t_d = t_0 + \frac{t_a}{2} = T_T - \frac{t_a}{2} \quad (3.1.3.1/3)$$

$$= 1 - \frac{1}{2} \cos (\varphi_{SRZ} - 30^\circ) \text{ a } T_T \frac{2\sqrt{3}}{\pi}$$

Damit ergibt sich für den Korrekturwinkel φ_{kor} :

$$\varphi_{kor} = t_d f_1 \cdot 360^\circ \quad (3.1.3.1/4)$$

Eine exakte Berechnung dieses Korrekturwinkels ist zwar möglich, setzt jedoch eine im Speicher des Rechners hinterlegte Cosinus- Tabelle voraus. Die Berechnung der Totzeit läßt sich umgehen, wenn die Abfolge der Schaltzustände innerhalb einer Taktperiode geringfügig modifiziert wird. Hierzu wird zunächst der Nullzustand für die Zeit $t_0/2$ ausgegeben. Danach werden die Außenzustände mit den Verweildauern t_1 und t_2 geschaltet. Abschließend wird noch einmal für die Zeit $t_0/2$ ein Nullsystem realisiert, das zu dem zu Beginn der Taktperiode verwendeten Nullsystem entsprechend den Bedingungen für eine möglichst geringe Schaltfrequenz invers ist. Die bei dieser Schaltfolge auftretende Totzeit des Steuersatzes beträgt konstant $T_T/2$, so daß sich der Korrekturwinkel nun einfach berechnen läßt, da er nur noch von der Grundswingungsfrequenz f_1 abhängt:

$$\varphi_{kor} = \frac{T_T}{2} f_1 \cdot 360^\circ \quad (3.1.3.1/5)$$

3.2 Synchrone Taktvarianten

Synchrone Taktvarianten basieren auf einer periodischen Folge von Wechselrichterschaltzuständen, die in ihrer Reihenfolge und Einschaltdauer durch die Aussteuerung und die jeweilige Taktart bestimmt werden. Im Gegensatz zur freien Taktung besteht hier kein absoluter Zeitbezug mehr, sondern die Verhältnisse der Einschaltzeiten der Schaltzustände zur Grundswingungsperiodendauer sind für eine bestimmte Amplitude der Grundschiwingung konstant.

3.2.1 Taktmustererzeugung bei Viertelschwingungssymmetrie

Realisiert man eine periodische Folge von Wechselrichterschaltzuständen entsprechend dem Potentialverlauf der Wechselrichterausgangspole bei synchronen Taktverfahren, so läßt sich im stationären Betrieb den Grundschiwingungen der drei Ausgangsspannungen eines Wechselrichters eindeutig ein mit konstanter Winkelgeschwindigkeit umlaufender Grundschiwingungsraumzeiger zuordnen. Hierbei ist der Winkel, den dieser Zeiger während der Einschaltdauer eines Schaltzustandes überstreicht, bei konstanter Aussteuerung unabhängig von der Grundschiwingungsfrequenz. Diese Zuordnung eines Grundschiwingungsraumzeigers zu den durch eine bestimmte Folge von Schaltzuständen entstehenden Ausgangsspannungen ist umkehrbar, d.h. einem mit konstanter Geschwindigkeit umlaufenden Raumzeiger kann entsprechend der gewünschten Taktvariante eindeutig eine periodische Folge von bestimmten Wechselrichterschaltzuständen zugeordnet werden. Dies soll zunächst am dreisträngigen System erläutert werden. Rotiert ein Sollraumzeiger, der im Idealfall die Grundschiwingungen der Ausgangsspannungen repräsentiert, mit konstanter Winkelgeschwindigkeit, so läßt sich im einfachsten Fall der Grundfrequenztaktung jedem Winkelwert des SRZ ein bestimmter Schaltzustand des Wechselrichters zuordnen. Dieser Schaltzustand ändert sich alle 60° , so daß eine Einteilung in

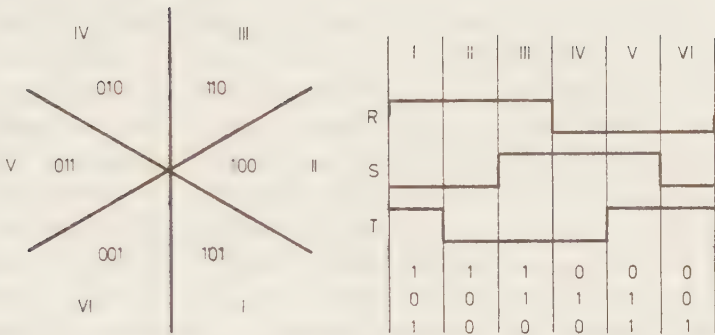


Bild 3.2.1/1: Schaltzustände bei der Grundfrequenztaktung

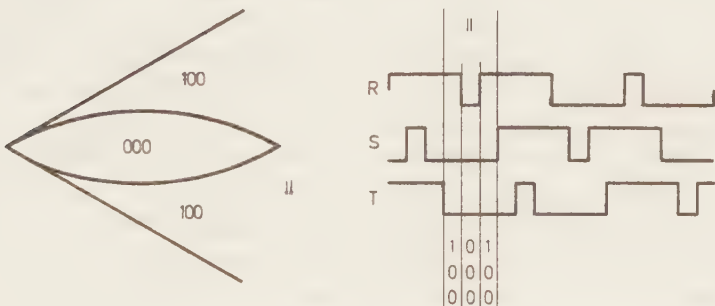


Bild 3.2.1/2: Schaltzustände bei der Dreifachtaktung

60°- Sektoren vorgenommen werden kann, wie in Bild 3.2.1/1 gezeigt ist.

Bewegt sich der Sollraumzeiger z.B. im Sektor I, so muß entsprechend dem Zeitverlauf der geforderten Ausgangsspannungen der Schaltzustand (101) realisiert werden. Jedesmal, wenn der Sollraumzeiger eine Sektorgrenze überschreitet, muß der Schaltzustand geändert werden, so daß sich jedem Sektor eindeutig ein bestimmter Schaltzustand zuordnen läßt.

Alle Linien, bei deren Überschreiten eine Umschaltung in einem der Wechselrichterstränge erfolgt, werden im folgenden als Schaltlinien bezeichnet. Die durch die Schaltlinien begrenzten Flächen, denen ein Schaltzustand zugeordnet werden kann, werden als Zustandsflächen bezeichnet.

Sind kleinere Aussteuerungen als $a=1$ erforderlich, müssen Zwischentakten eingefügt werden. Dies geschieht aus den schon genannten Gründen in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung. Damit ergibt sich für eine Dreifachtaktung der in Bild 3.2.1/2 gezeigte Zeitverlauf der Wechselrichterstrangspannungen. Hierbei variiert die Zwischentaktbreite je nach Aussteuerung zwischen 60° ($a=0$) und 0° ($a=1$). Im Schaltliniendiagramm der Grundfrequenztaktung müssen also je Sektor zwei neue Schaltlinien eingefügt werden, die bei der Aussteuerung Null für die positive Halbschwingung des Stranges R die Winkelwerte 60 bzw. 120° annehmen und die beide dem Wert von 90° zustreben, den sie bei maximaler Aussteuerung ($a=1$) erreichen. Befindet sich die Spitze des Sollraumzeigers innerhalb der von den beiden neuen Schaltlinien eingeschlossenen Zustandsfläche, so muß ein Zustandsraumzeiger mit dem Wert null eingeschaltet werden. Die Auswahl aus den beiden hierfür zur Verfügung stehenden Nullzeigern wird nach dem Kriterium getroffen, möglichst wenige Umschaltungen der Wechselrichterstränge vorzunehmen. Im Fall der Dreifachtaktung sind die sich aus den Pulsmustern mit Zwischentakten in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung ergebenden Nullzustände identisch mit denen, die für eine Realisierung minimaler Schaltfrequenzen notwendig sind.

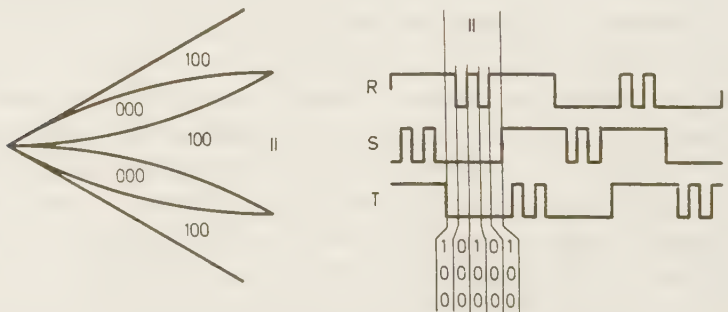


Bild 3.2.1/3: Schaltzustände bei der Fünffachtaktung

Bild 3.2.1/3 zeigt die Schaltlinien und die Pulsmuster der Fünffachtaktung. Wie aus den angegebenen Schaltzuständen

ersichtlich wird, muß je Schaltlinie nur ein Wechselrichterstrang umgeschaltet werden. Dies ändert sich, wenn man außerhalb der mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung schalten würde, wie Bild 3.2.1/4 vergleichend für die Sechsfachtaktung zeigt. Hier ergeben sich dieselben Schaltlinien, wie für die Fünffachtaktung. Betrachtet man jedoch die Folge der Schaltzustände, erkennt man, daß zwar die gleiche Reihenfolge von Raumzeigerwerten wie in der Fünffachtaktung realisiert wird, jedoch wird bei einigen Schaltlinien mehr als ein Wechselrichterstrang umgeschaltet. Dies bedeutet, daß die Schaltfrequenz der Ventile erhöht wird, ohne daß die Lastspannung verändert wird.

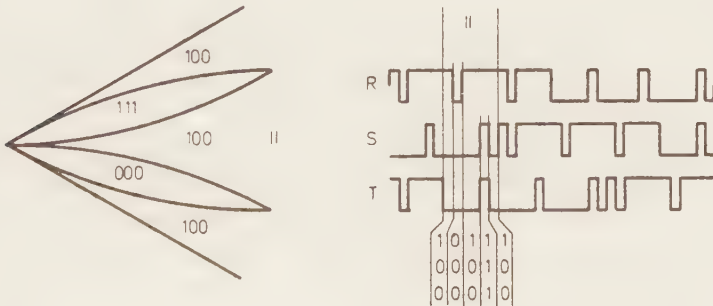


Bild 3.2.1/4: Schaltzustände bei der Sechsfachtaktung

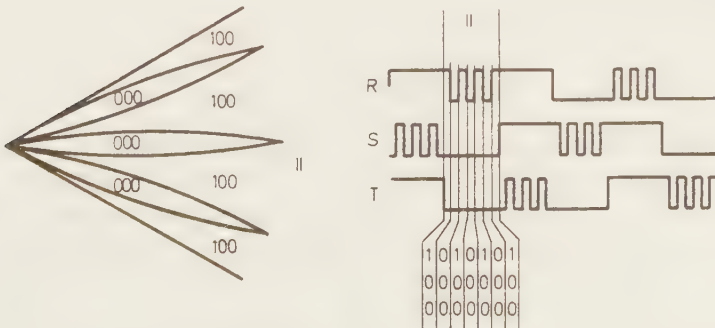


Bild 3.2.1/5: Schaltzustände bei der Siebenfachtaktung

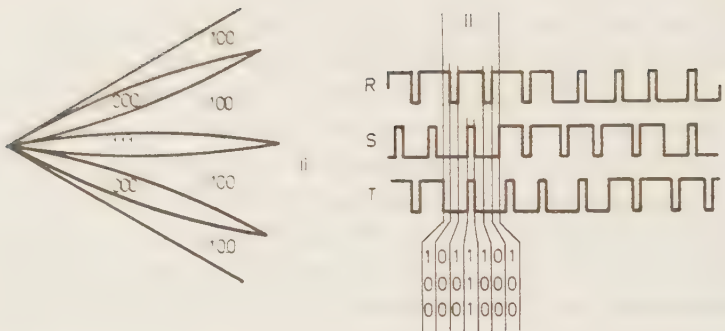


Bild 3.2.1/6: Schaltzustände bei der Neunfachtaktung

Ein gleichartiger Effekt tritt in der Neunfachtaktung auf, bei der im Gegensatz zur realisierten Siebenfachtaktung auch außerhalb der mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung geschaltet wird. Das Schaltliniendiagramm ist identisch mit dem der Siebenfachtaktung (Bilder 3.2.1/5 u. 6), jedoch wird auch hier durch das Einschalten nicht schaltungsoptimaler Nullzeiger die Taktfrequenz des Wechselrichters unnötig erhöht.

3.2.2 Zwischentaktverschiebung

Im oberen Betriebsbereich der Dreifachtaktung wird der mögliche Aussteuerungsbereich durch die Mindesteinschaltdauer der Ventile $T_{\min}$ begrenzt. Hierbei erhält man für die maximal realisierbare Aussteuerung $a_{\max}$:

$$a_{\max} = 1 - 2 \left(\cos \left(\frac{\pi}{2} (1 - 2 T_{\min} f_1) \right) \right) \quad (3.2.2/1)$$

wobei f_1 die Grundswingungsfrequenz ist. $a_{\max}$ liegt bei Wechselrichtern und Maschinen des angesprochenen Leistungsbereiches in der Größenordnung zwischen 85 und 90%. Aus diesem Grund ist für den Bereich zwischen der Dreifach- und der Grundfrequenztaktung eine Taktvariante mit dezentralem Zwischentakt erforderlich, mit der der Aussteuerungsbereich zwischen 0,9 und 1 realisiert werden kann. Auch bei der Zwischentaktverschiebung ist die Aussteuerung nach oben hin

begrenzt. Hier ergibt sich als Obergrenze:

$$a_{\max} = -1 + 2 \cos (2 \pi T_{\min} f_1) \quad (3.2.2/2)$$

Diese liegt in der Praxis bei ca. 98%, sodaß eine Umschaltung in die Grundfrequenztaktung ohne größere Ausgleichsvorgänge möglich ist. Gegebenenfalls kann noch die von M. Depenbrock vorgeschlagene Taktvariante der unsymmetrischen Grundfrequenztaktung eingefügt werden, die unabhängig vom Wechselrichter eine stufenlose Einstellung der Spannungsgrundschiwingung gestattet. Aufgrund des Auftretens geradzahlgiger Harmonischer ist diese jedoch für den speziellen Fall der Saugdrosselkopplung zweier Wechselrichter weniger geeignet.

3.3 Realisierung der synchronen Taktvarianten beim sechssträngigen System

Ebenso wie im Bereich der freien Taktung wird bei der Realisierung der synchronen Taktvarianten eine Darstellung der Wechselrichterspannungen entsprechend Bild 3.1.2/1 mit verdrehten Projektionsachsen für das zweite System zugrunde

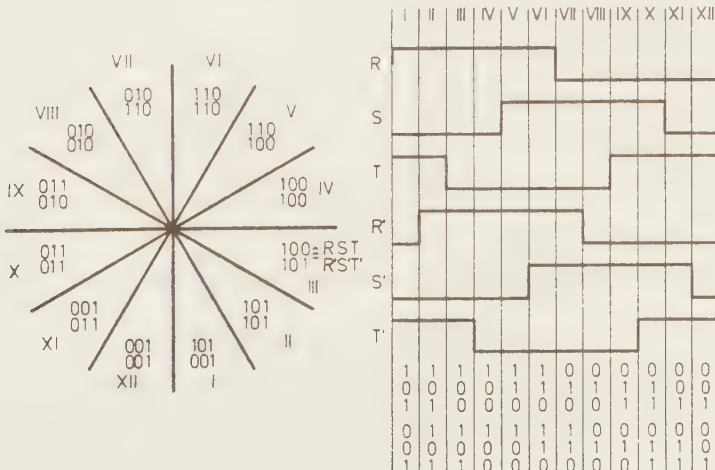


Bild 3.3/1: Schaltzustände für die Grundfrequenztaktung

gelegt. Dies beinhaltet, daß das Folgeverhalten der Wechselrichtersysteme hinsichtlich der 30° - Verschiebung der Grundschwingung nicht mehr explizit berücksichtigt werden muß, und daß sich die Sollwertvorgabe für beide Systeme auf einen einzigen Sollraumzeiger beschränkt.

Bei den synchronen Taktvarianten ergibt sich bei Zugrundelegung dieser Darstellung eine 12-fache Rotationssymmetrie bezüglich der bereits beschriebenen Schaltlinien, wie für die Grundfrequenztaktung in Bild 3.3/1 noch einmal explizit dargestellt ist.

Die Bestimmung der aktuellen Lage des Sollraumzeigers kann durch die Rotationssymmetrie auf eine Bestimmung des zugehörigen Sektors und der Winkellage innerhalb dieses Sektors zurückgeführt werden. Im einfachsten Fall der Grundfrequenztaktung hängt der zu realisierende Schaltzustand nur vom Sektor ab, in dem sich der Sollraumzeiger gerade bewegt. Es werden daher im Speicher des Rechners die Bitmuster entsprechend den zwölf unterschiedlichen Schaltzuständen, im weiteren als Zustandsfolge bezeichnet, hinterlegt. Durch eine mit der Nummer des Sektors indizierte Adressierung kann nun zu jeder Zeit in Abhängigkeit vom Sektor das entsprechende Bitmuster zur Wechselrichtersteuerung ausgegeben werden.

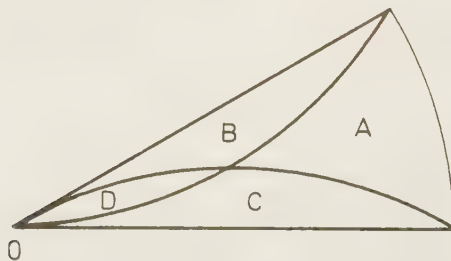


Bild 3.3/2: Schaltlinien der Dreifachtaktung

Im Falle der Dreifachtaktung treten je 30° - Sektor vier verschiedene Schaltzustände auf, wie in Bild 3.3/2 dargestellt ist. Dies bedeutet, daß zusätzlich zur Zustandsfolge für die Grundfrequenztaktung noch drei weitere Folgen im Speicher des

Rechners hinterlegt werden müssen. Innerhalb der mit "A" bezeichneten Zustandsfläche werden die Schaltzustände der Grundfrequenztaktung realisiert und brauchen daher nicht noch ein weiteres Mal hinterlegt zu werden.

Die Schaltlinienwinkel innerhalb eines Sektors sind als Funktion der Austeuerung im Speicher des Rechners hinterlegt. Zu Beginn eines Sektors wird nun vom Rechner der erste erforderliche Schaltzustand ausgegeben. Anschließend werden in Abhängigkeit von der Aussteuerung die Winkelwerte bestimmt, bei denen eine Änderung des Schaltzustandes erfolgen muß, sowie die erforderlichen Schaltzustände. Überschreitet der Winkel des Sollraumzeigers die berechneten Schaltwinkel, so gibt der Rechner den erforderlichen neuen Schaltzustand aus. Nach Überschreiten der letzten Schaltlinie innerhalb eines Sektors und Ausgabe des zugehörigen Zustandsbytes wird als nächstes bestimmt, welcher Schaltzustand nach Überschreiten der nächstfolgenden Sektorgrenze ausgegeben werden muß.

Bei der Realisierung der in Bild 2.4/2 gezeigten Fünffach-

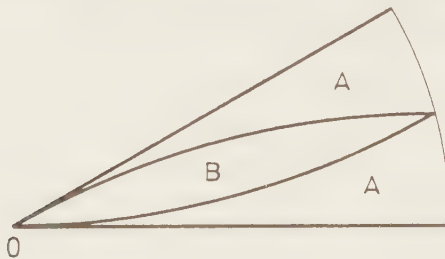


Bild 3.3/3: Schaltlinien der konventionellen Fünffachtaktung

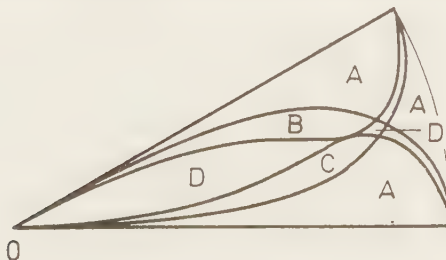


Bild 3.3/4: Schaltlinien der optimierten Fünffachtaktung

taktung treten nur zwei unterschiedliche Schaltzustände je Sektor auf, weil die Schaltlinien der beiden Wechselrichtersysteme zusammenfallen, wie Bild 3.3/3 zeigt.

Dies ist, -wie bereits erwähnt, darauf zurückzuführen, daß in beiden Systemen die Nullzustände immer in gleichen Zeiträumen eingeschaltet werden. Dies führt zu unnötig hohen Verzerrungsströmen, weil die Möglichkeiten der Saugdrossel nicht ausgenutzt werden. Die Schaltlinien für eine entsprechend Kap. 2.6 optimierte Taktvariante der Fünffachtaktung zeigt Bild 3.3/4.

Das Schaltliniendiagramm für die Siebenfachtaktung im sechssträngigen System ist in Bild 3.3/5 dargestellt.

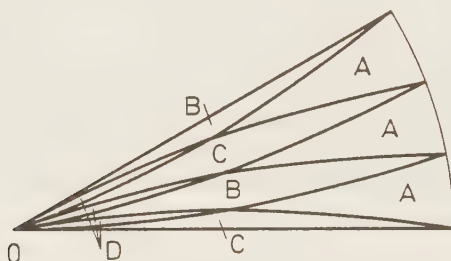


Bild 3.3/5: Schaltlinien der Siebenfachtaktung

Die in den Bildern 3.3/2-5 gezeigten Schaltliniendiagramme machen deutlich, daß die Zeiten, die den einzelnen Schaltzuständen zugeordnet sind, für bestimmte Aussteuerungen im Schnittpunkt zweier Schaltlinien den Wert null annehmen können. Erfolgt dies bei mittleren Aussteuerungen, ist es unkritisch, da hier Umschaltungen in verschiedenen Wechselrichtersystemen erfolgen. Bei den Aussteuerungswerten um $a=0$ und $a=1$ wird dagegen jeweils in einem Strang eines Wechselrichters in kurzen Abständen eine Umschaltung verlangt, wodurch die erforderliche Mindesteinschaltdauer der Ventile unterschritten würde. Um auch in den synchronen Taktvarianten bei niedrigen Aussteuerungen, die zum Aufmagnetisieren einer bereits rotierenden Maschine erforderlich sind, einen definierten Betrieb zu gewährleisten, müssen die im Speicher des Rechners hinterlegten Schaltlinien geringfügig modifiziert werden, indem die

Aussteuerung auf einen bestimmten Minimalwert nach unten hin begrenzt wird, was allerdings für den praktischen Betrieb keine merklichen Einschränkungen mit sich bringt.

Ist der Aussteuerungswert null unbedingt erforderlich, so können zumindest im Bereich der Siebenfachtaktung andere Nullzustände geschaltet werden. In diesem speziellen Fall ist eine Nullaussteuerung ohne Einschränkung durch die Mindesteinschalt-dauer der Ventile möglich, jedoch erhöht sich die Taktzahl von 7 auf 9 (siehe Kap. 2.4).

3.3.1 Taktartumschaltungen zwischen den synchronen Taktvarianten

Bei analog arbeitenden Steuersätzen kann die Taktart i.a. alle 60° ausgleichstromarm umgeschaltet werden. Der Grund hierfür geht aus den Bildern 3.2.1/2-6 hervor. Jeweils an den Grenzen der 60° -Sektoren werden bei allen dargestellten Taktvarianten die gleichen Schaltzustände realisiert. Nullzustände treten, -außer bei der Aussteuerung $a=0$, an diesen Stellen nicht auf. Würde man an anderen Stellen die Taktart ändern, so kann z.B. eine in der Dreifachtaktung begonnene Halbperiode einer

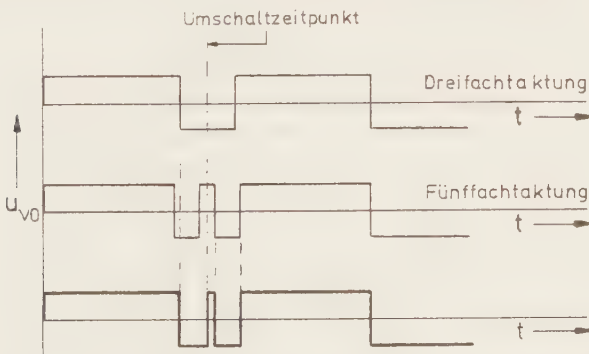


Bild 3.3.1/1: ungünstige Taktartumschaltung von der Dreifach-taktung in die benutzte, für ein 6-strängiges System optimierte Fünffachtaktung

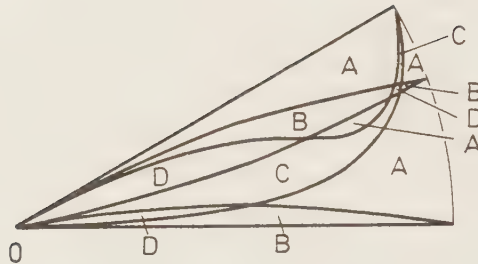


Bild 3.3.1/2: Umschaltsektor für die Umschaltung Fünf-/
Siebenfachtaktung

Strangspannung in der Fünffachtaktung fortgesetzt werden, wie
Bild 3.3.1/1 veranschaulicht.

Da beide Wechselrichter mit einer Grundschwingungsphasenver-
schiebung von 30° betrieben werden, gibt es demzufolge keinen
Umschaltzeitpunkt, an dem bei beiden Wechselrichtern gemeinsam
die Taktart ausgleichstromarm gewechselt werden kann. Bei
beiden Wechselrichtersystemen muß daher die Taktvariante im
Abstand von 30° umgeschaltet werden. Zu diesem Zweck wurden
sog. Umschaltsektoren eingeführt, durch deren Schaltlinien für
beide Wechselrichtersysteme unterschiedliche Taktvarianten
vorgegeben werden, wie in Bild 3.3.1/2 für die Umschaltung von
der Siebenfach- in die Fünffachtaktung gezeigt ist. Überschrei-
tet die Schaltfrequenz in einer Taktart die zulässige Schalt-
frequenz der Wechselrichter, durchläuft der Sollraumzeiger
zwischen den Sektoren mit den Schaltlinien der jeweiligen Takt-
arten einmal einen Umschaltsektor. Dies bewirkt, daß für 30°
in beiden Wechselrichtersystemen unterschiedliche Taktvarian-
ten realisiert werden. Damit ist sichergestellt, daß die Takt-
art nur an den Grenzen der 60° - Sektoren des jeweiligen Span-
nungssystems umgeschaltet werden. Auf diese Weise ist es mög-
lich, auch im sechssträngigen System eine Taktartumschaltung
ohne unnötige Ausgleichströme durchzuführen.

3.3.2 Zwischentaktsverschiebung

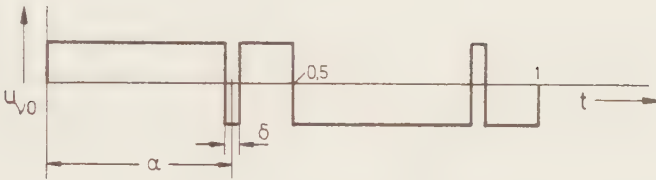


Bild 3.3.2/1: Spannungszeitverlauf der Zwischentaktsverschiebung

Von den Schaltliniendiagrammen her betrachtet bedeutet die in Bild 3.3.2/1 gezeigte Zwischentaktsverschiebung eine Weiterführung der Schaltlinien in die Nachbarsektoren, wobei die Zwischentaktsbreite konstant bleibt, wie in Bild 3.3.2/2 schematisch dargestellt ist.

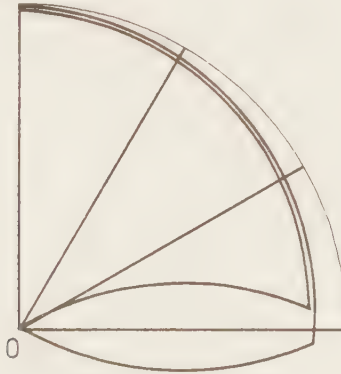


Bild 3.3.2/2: Schaltlinien der Zwischentaktsverschiebung

Die Aussteuerung berechnet sich hierbei wie folgt:

$$a = \sqrt{1 - 4 \sin \alpha \sin \frac{\delta}{2} + 4 \sin^2 \left(\frac{\delta}{2} \right)} \quad (3.3.2/1)$$

Mit fortschreitender Verschiebung des Zwischentaktes nach außen ergibt sich dabei eine Verschiebung der Grundschiwingung um den Winkel

$$\Delta\varphi = \arctan \left(\frac{2 \cos \alpha \sin \frac{\delta}{2}}{1 - 2 \sin \alpha \sin \frac{\delta}{2}} \right) \quad (3.3.2/2)$$

Um diesen Winkel muß der Sollraumzeiger durch den Rechner korrigiert werden, damit keine Grundschrwingungsphasenverschiebung zwischen Sollraumzeiger und Lastspannungsraumzeiger auftritt.

Da der Bereich der Grundschrwingungsfrequenz f_1 , in dem die Zwischentaktverschiebung betrieben wird, stark eingeschränkt ist, kann man für den interessierenden Frequenzbereich zur Berechnung der Grundschrwingungsphasenverschiebung in erster Näherung f_1 als konstant annehmen. Setzt man weiterhin voraus, daß die Zwischentaktbreite der Mindesteinschaltdauer der Ventile entspricht, läßt sich der Korrekturwinkel als Funktion der Aussteuerung berechnen:

$$\Delta = \arctan \left(\frac{2 \cos \alpha \sin (\pi T_{\min} f_1)}{1 - 2 \sin \alpha \sin (\pi T_{\min} f_1)} \right) \quad (3.3.2/3)$$

$$\text{mit } \alpha = \arcsin \left(\frac{1 - a^2 + 4 \sin^2 (\pi T_{\min} f_1)}{4 \sin (\pi T_{\min} f_1)} \right)$$

Dieser Korrekturwinkel wird nun zusammen mit der Zwischentaktlage im Speicher des Rechners hinterlegt. Abhängig von der Aussteuerung können diese Werte dann vom Rechner abgefragt und in Zwischentakten umgesetzt werden.

Es hat sich als ausreichend erwiesen, den Aussteuerungssollwert einmal zu Beginn jedes Sektors in den Rechner einzulesen. Bei schnellen Sollwertänderungen kann es dazu kommen, daß z.B. in einem Strang ein Zwischentakt ausgegeben wurde, der neue Aussteuerungssollwert aber eine Zwischentaktlage z.B. 30° später erfordert. In diesem Fall darf kein weiterer Zwischenakt mehr ausgegeben werden, da sonst in einem Strang in einer Halbschwingung zwei Zwischentakte auftreten würden. Durch geeignete Algorithmen ist sichergestellt worden, daß auch bei schnellen Änderungen des Aussteuerungssollwertes höchstens ein Zwischentakt je Strang und Halbschwingung erzeugt wird.

3.4 Hardwarekonfiguration des Steuersatzes

Bild 3.4/1 zeigt die Konfiguration der Hardware des erstellten Steuersatzes für ein Doppelwechselrichtersystem. Kern des modular aufgebauten Rechnersystems ist eine INTEL 8086-2 CPU, die mit einer Taktfrequenz von 8 MHz betrieben wird. Als Speicher werden RAM's und EPROM's eingesetzt, wobei das Steuer-satzprogramm eine RAM- Kapazität von ca. 40 Byte und einen EPROM- Bereich von ca. 16 kByte benötigt. In diesen Festwert-speichern hinterlegt sind das Programm, die Schaltlinien für die einzelnen Taktvarianten, die Zustandsfolgen sowie die nor-

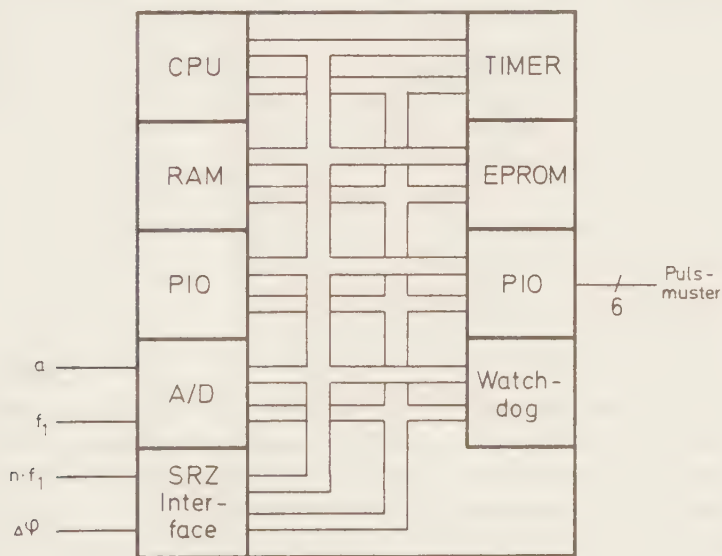


Bild 3.4/1: Konfiguration des Steuersatzrechners

mierten Zeiten für die im unteren Grundswingungsfrequenz-bereich realisierte asynchrone Taktvariante.

Als Zeitreferenz für die Raumzeigermodulation wird ein programmierbarer Zählerbaustein verwendet, der mit der halben Rechnertaktfrequenz betrieben wird.

Zur Auswahl der Taktvariante wird die Grundswingungsfrequenz dem Rechner in analoger Form über einen 8 Bit- A/D- Umsetzer zugeführt. Dies erwies sich im Entwicklungsstadium als sehr hilfreich, da so die Taktvariante unabhängig von der tatsächlichen Grundswingungsfrequenz, die durch die Änderung des Sollraumzeigerwinkels vorgegeben wird, eingestellt werden kann. Weiterhin wird diese Frequenzinformation zur Berechnung des Phasenkorrekturwinkels in der asynchronen Taktvariante herangezogen.

Um die Umschaltfrequenzen zwischen den einzelnen Taktvarianten ohne Programmänderung beeinflussen zu können, werden diese über Kodierschalter und ein Parallelport in den Rechner eingelesen.

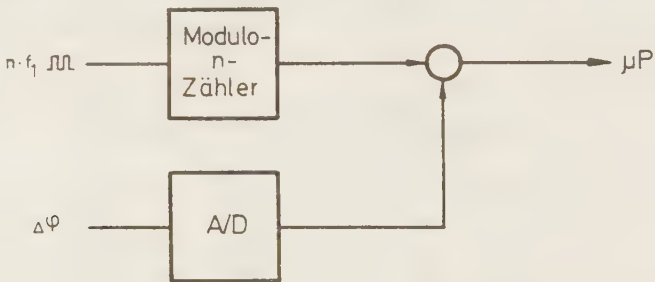


Bild 3.4/2: Prinzipieller Aufbau des SRZ- Interface

Die Sollraumzeigervorgabe erfolgt, wie schon erwähnt, nach Betrag und Phasenwinkel. Der Betrag, der dem Aussteuerungssollwert entspricht, wird über einen 8 Bit- A/D- Umsetzer in den Rechner eingelesen. Der Sollraumzeigerwinkel wird über einen Vorwärts/ Rückwärts- Modulozähler vorgegeben. Die zu Anfang gestellte Forderung nach der Möglichkeit von sprungartigen Phasenänderungen wurde durch einen analogen Parallelingang realisiert, dessen Vorgabewert nach der Digitalisierung durch einen A/D- Umsetzer mit Hilfe eines Volladdierers zum Sollraumzeigerwinkel addiert wurde (Bild 3.4/2). Diese Forderung erwies sich jedoch als zu scharf, denn praktische Versuche haben gezeigt, daß kontinuierliche Phasenänderungen über eine kurzzeitige Erhöhung oder Absenkung der

Grundschwingungsmomentanfrequenz ein zufriedenstellendes dynamisches Verhalten des Antriebs ermöglichen. Weiterhin wird hierdurch sichergestellt, daß die Wirkung der DSD nicht durch eine zu große Dynamik beeinträchtigt wird.

Um die geforderte Phasenverschiebung der Systeme von 30° exakt einhalten zu können, muß die Zahl der Winkelinkremente des Sollraumzeigerwinkels durch 12 teilbar sein. Praktische Ergebnisse haben gezeigt, daß eine Aufteilung des Vollkreises in $12 \cdot 256 = 3072$ Schritte entsprechend einer Winkelauflösung von $0,12^\circ$ zufriedenstellende Ergebnisse liefert.

Zur Ausgabe der den Wechselrichterschaltzuständen zugeordneten sog. Zustandsbytes wird ein 8 Bit- Speicherbaustein verwendet.

Da Störungen des Mikrorechnersystems durch die räumlich sehr nahe gelegene Leistungselektronik der Wechselrichter nicht auszuschließen waren, wurde eine Überwachungsschaltung entwickelt, die das Einlesen des Sollraumzeigerwinkels sowie die Ausgabe der Zustandsbytes überwacht. Im Falle einer Störung löst diese Schaltung ein Rücksetzsignal aus, durch das der Rechner das Steuersatzprogramm neu startet, sofern kein Hardwarefehler vorliegt. Ein solcher Neustart dauert mit allen Initialisierungen der Peripheriebausteine im Bereich der synchronen Taktvarianten ca. $60 \mu s$ und im Bereich der freien Taktung auf Grund der längeren Überwachungszeit ca. 1 ms. Eine derartige Überwachung bedingt, daß im Falle einer Störung beim Programmneustart sowohl die Frequenz-, als auch die Aussteuerungs- und Sollraumzeigerwinkelinformationen fehlerfrei zur Verfügung stehen. Aus diesem Grund werden die A/D- Umsetzer unabhängig vom Rechner freilaufend betrieben. Der Modulozähler für den Sollraumzeigerwinkel wurde in TTL- Technik erstellt, da bei einem programmierbaren Zähler bei einer Neuinitialisierung des Rechners auch die Zählregister rückgesetzt werden, was einen Phasensprung der Ausgangsspannungssysteme zur Folge hätte.

4. Die Regelung des Versuchsantriebes

Zur Bestimmung von Frequenz und Amplitude der Ständerspannung stand für den Antriebsversuchsstand zunächst eine analog arbeitende Regeleinrichtung eines Lokomotivantriebes mit nachträglich überlagerter Drehzahlregelung zur Verfügung. Da sich diese Einheit für den Versuchsbetrieb als zu unflexibel erwies, wurde auch für die Regelung ein Mikrorechner eingesetzt, so daß alle Parameter während des Betriebes verändert werden konnten.

Bei der Regelung des Versuchsantriebes muß berücksichtigt werden, daß die angegebene Verzerrungsstromreduktion, die mit Hilfe der Drehstromsaugdrossel erreicht wird, nur für einen quasistationären Betrieb der Wechselrichter gilt. Demzufolge müssen Ausgleichsvorgänge, insbesondere bei den Sperrtypströmen, nach Möglichkeit vermieden werden. Deshalb lag dem realisierten Regler die Forderung zu Grunde, ein zufriedenstellendes dynamisches Verhalten des Antriebes zu erreichen, ohne die zulässige Spannungsbeanspruchung der DSD dynamisch zu überschreiten.

Auf Grund der niedrigen Wechselrichtertaktfrequenz und des Betriebsverhaltens der DSD, das einen Eingriff auf einzelne Wechselrichterstränge bei den synchronen Taktvarianten nicht gestattet, wurde das Grundkonzept der Regelung auf den bei Traktionsantrieben bewährten Verfahren /10/ aufgebaut. Hierbei werden Amplitude, Frequenz und Phasenlage der Ausgangsspannungssysteme weitgehend vorgesteuert. Ferner wurde ein Hauptaugenmerk darauf gerichtet, den Aufwand bei der Istwerterfassung und -konversion in digitale Größen möglichst gering zu halten. Diese beschränkt sich daher auf den Betrag des Ständerstromraumzeigers und die Drehzahl.

Die Möglichkeit, sowohl den im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Steuersatz, als auch den Regler mit Hilfe eines einzigen Prozessors zu realisieren, soll hier nicht betrachtet werden. Der höhere Hardwareaufwand durch separate Rechner für Steuersatz und Regler ermöglicht eine weitgehend unabhängige Pro-

grammerstellung und eine getrennte Untersuchung von Regler und Steuersatz, was in der Entwicklungsphase von großer Bedeutung ist, sowie eine einfachere Überwachung ihrer Funktion und damit eine höhere Betriebssicherheit.

4.1 Reglerstruktur

Unter den aufgeführten Randbedingungen sollen Amplitude, Frequenz und Phasenlage der Ständerspannungssysteme so vorgesteuert werden, daß die Maschine im Grunddrehzahlbereich mit konstantem Läuferfluß betrieben wird /11/, /12/. In diesem Fall ist das innere Moment der Maschine proportional zur Rotorfrequenz, die sich einfach einstellen läßt. Bild 4.1/1 zeigt das Blockschaltbild einer derartigen Struktur.

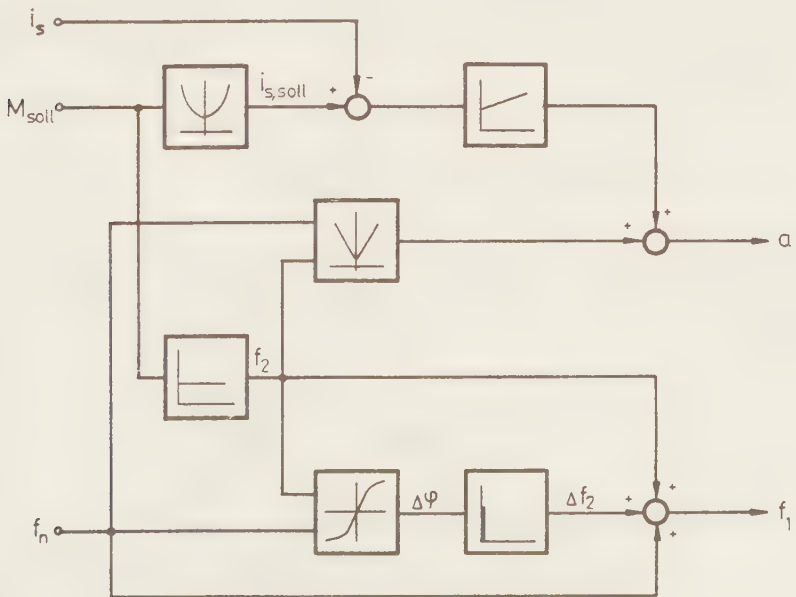


Bild 4.1/1: Struktur zur Bestimmung von Frequenz und Amplitude der Ständerspannung einer Asynchronmaschine durch weitgehende Vorsteuerung

Für den z.B. von einer überlagerten Drehzahlregelung vorgegebenen Sollwert des Drehmomentes wird die erforderliche Schlupffrequenz f_2 sowie der für konstanten Rotorfluß zugehörige Betrag des Ständerstromraumzeigers bestimmt. Die für den jeweiligen Betriebszustand notwendige Wechselrichteraussteuerung wird in Abhängigkeit von der Drehzahl und vom Schlupffrequenzsollwert f_2 ermittelt und durch den Strombetragsregler, der als PI- Regler ausgeführt wurde, gegebenenfalls korrigiert. Die Momentanfrequenz f_1 des Spannungssollraumzeigers setzt sich zusammen aus der Drehfrequenz f_n , der geforderten Schlupffrequenz f_2 und der zum Nachstellen des Winkels zwischen Ständerspannungsraumzeiger und Rotorfluß erforderlichen Korrekturfrequenz Δf_2 . Diese ergibt sich aus der zeitlichen Ableitung des Sollwinkels $\Delta\varphi$, der ebenfalls als Funktion der Drehzahl und des Schlupffrequenzsollwertes bestimmt wird. Eine solche Winkelkorrektur verhindert z.B. im Nulldurchgang der Drehzahl einen dynamischen Einbruch des Drehmomentes.

4.2 Gleichungen der Asynchronmaschine

Bild 4.2/1 zeigt das den angegebenen Gleichungen zugrunde liegende einphasige Grundwellenersatzschaltbild der Asynchronmaschine.

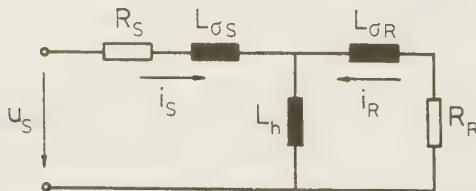


Bild 4.2/1: einphasiges Grundwellenersatzschaltbild der Asynchronmaschine

Bei allen angegebenen Gleichungen wird ohne weitere Kennzeichnung der auf den Ständer bezogene Betrag des Rotorstromes verwendet. Im einzelnen gilt:

$$\underline{i}_S = i_S e^{j\varphi_S} \quad (4.2/1a,b,c)$$

$$\underline{i}_R = i_R e^{j(\varphi_R + \gamma_n)}$$

$$\underline{\psi}_R = \psi_R e^{j\varphi_\mu}$$

Die entsprechenden Winkel und die Lage der verschiedenen Koordinatensysteme zueinander zeigt Bild 4.2/2.

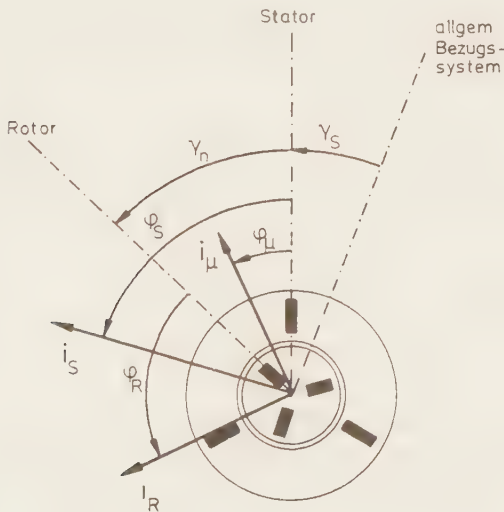


Bild 4.2/2: Lage der Größen und Bezugssysteme zueinander

Ausgehend von den gezeigten Bezugssystemen ergeben sich folgende Beschreibungsgleichungen für die Asynchronmaschine:

$$\underline{u}_S = R_S \dot{i}_S + \sigma_S L_h \dot{i}_S + L_h (\dot{i}_S + \dot{i}_R) \quad (4.2/1)$$

$$0 = R_R \dot{i}_R + L_h \dot{i}_S + (1 + \sigma_R) L_h \dot{i}_R \quad (4.2/2)$$

$$\text{mit } \sigma_R = \frac{L_{GR}}{L_h}, \quad \sigma_S = \frac{L_{GS}}{L_h} \quad (4.2/3a,b)$$

Der Rotorfluß ergibt sich hierbei zu

$$\psi_R = L_h \dot{i}_S + (1 + \sigma_R) L_h \dot{i}_R \quad (4.2/4)$$

$$= L_h \dot{i}_\mu,$$

wobei $\dot{i}_\mu$ der dem Rotorfluß zugeordnete äquivalente Magnetisierungsstrom ist. Setzt man den Ausdruck für den Rotorstrom

$$\dot{i}_R = \frac{1}{1 + \sigma_R} (\dot{i}_\mu - \dot{i}_S) \quad (4.2/5)$$

in (4.2/2) ein, so erhält man nach der Transformation auf ein rotorflußbezogenes Koordinatensystem ($\psi_\mu = -\gamma_S$):

$$\dot{i}_S = \dot{i}_\mu (1 + j(\dot{\psi}_\mu - \dot{\gamma}_n) \tau_R) + \tau_R \dot{i}_\mu \quad (4.2/6)$$

$$\text{mit } \tau_R = \frac{L_h + L_{GR}}{R_R}$$

Unter Berücksichtigung von (4.2/5) und (4.2/6) erhält man für (4.2/1) im rotorflußfesten Koordinatensystem unter den Nebenbedingungen konstanten Läuferflusses ($\dot{i}_\mu = 0$) und konstanter Rotorfrequenz ($\dot{\omega}_2 = 0$):

$$\underline{u}_S = R_S (1 + j\omega_2 \tau_R) \dot{i}_\mu + L_h ((1 + \sigma_S) + j\omega_2 \tau_R (\sigma_S + \frac{\sigma_R}{\sigma_R + 1})) j(\omega_n + \omega_2) \dot{i}_\mu$$

$$\text{mit } \dot{\gamma}_n = \omega_n \text{ und } \dot{\psi}_\mu - \dot{\gamma}_n = \omega_2$$

Der Phasenwinkel der Lastspannung gegenüber dem Rotorfluß ergibt sich mit der Annahme $\sigma_S = \sigma_R = \sigma$ zu:

$$\Delta\varphi = \arctan \frac{\omega_n \tau_S + \omega_2 (\tau_R + \tau_S)}{1 - \omega_2 \tau_R \tau_S (1 - \frac{1}{(1+\sigma)^2}) (\omega_n + \omega_2)} \quad (4.2/8)$$

$$\text{mit } \tau_S = \frac{L_h + L_{\sigma S}}{R_S}$$

Werden die Spannungssysteme entsprechend (4.2/7) und (4.2/8) exakt eingestellt, erhält man für das innere Moment der Maschine:

$$M_i = 2pL_h i_\mu^2 \tau_R \frac{1}{1+\sigma} \omega_2 \quad (4.2/9)$$

Diese Proportionalität zwischen M_i und ω_2 ist nur von der Genauigkeit der Vorsteuerung abhängig, mit der der äquivalente Magnetisierungsstrom i_μ konstant gehalten werden kann.

4.3 Realisierung der Regelung

4.3.1 Spannungseinstellung

Die erforderliche Ausgangsspannungsgrundschiwingung der Wechselrichter ergibt sich für Frequenzen oberhalb $1/(2\pi\tau_S)$ näherungsweise zu

$$\underline{u}_S = i_\mu L_h (1+\sigma) (\omega_n + \omega_2 (\frac{R_S}{R_R} + 1)) \quad (4.3.1/1)$$

was sich im Regler einfach berechnen läßt. Sinnvollerweise wird der so bestimmte Näherungswert nach unten auf den Wert

$$u_{\min} = i_\mu R_S \quad (4.3.1/2)$$

begrenzt. Die sich bei dieser einfachen Amplitudenvorsteuerung zwangsweise einstellenden Fehler werden durch den Strombetragsregler ausgeglichen, der den Vorsteuerwert um $\pm 10\%$ des Maximalwertes beeinflussen kann. Ergänzend muß hier allerdings bemerkt werden, daß die durch die Quantisierung der Aussteuerung des benutzten Steuersatzes entstehenden relativen Aus-

steuerungsänderungen im unteren Frequenzbereich so groß sind, daß eine exaktere Vorsteuerung der Spannungsamplitude nicht sinnvoll ist.

Der Sollwert für den Betrag des Ständerstromraumzeigers wird als Funktion des Drehmomentsollwertes einer im Eprom des Rechners hinterlegten Kennlinie entnommen. Hierbei hat sich eine Auflösung von 10 bit als ausreichend erwiesen. Wegen der Verzerrungsstromanteile im Betrag des Raumzeigers, die die Genauigkeit der Grundschiwingungserfassung einschränken, bringt eine weitere Erhöhung der Auflösung keine Vorteile.

4.3.2 Stromerfassung

Da die Regelung aufgrund des zuvor beschriebenen Steuersatzes keine Möglichkeit hat, auf die Spannungssysteme beider Teilstromrichter getrennt einzuwirken, was auch den Forderungen des Saugdrosselbetriebes nach gleicher Amplitude und konstanter Grundschiwungsphasenverschiebung beider Spannungssysteme zuwider laufen würde, muß aus den beiden einzelnen Stromraumzeigern ein gemeinsamer, für die Regelung äquivalenter Stromraumzeiger gebildet werden. Um hierbei möglichst wenig Verzerrungsanteile des Stromraumzeigers zu erfassen, die die mögliche Auflösung der Grundschiwingung reduzieren, bietet es sich an, nur die Ströme vom Durchlaßtyp der DSD zu erfassen. Damit entfallen alle Harmonischen der Ordnung $n=6(2k-1)\pm 1$, $k=1,2,3,\dots$. Dies bewirkt eine deutliche Reduzierung des Verzerrungsanteils des für die Regelung verwendeten Stromraumzeigers insbesondere dann, wenn die Saugdrossel bis in den Sättigungsbereich hinein betrieben wird. Der für die Regelung relevante Stromraumzeiger wird folgendermaßen gebildet:

$$\underline{i}'_S = \underline{i}_1 + \underline{i}_2 e^{j30^\circ} \quad (4.3.2/1)$$

Zerlegt man die einzelnen Ströme in ihre Durchlaß- und Sperranteile und berücksichtigt (2.2.1/1) und (2.2.1/2), erhält man:

$$\underline{i}'_S = 2 \underline{i}_{d1} \quad (4.3.2/2)$$

Da bei der Bildung des Durchlaßanteils der Ströme der Stromraumzeiger des zweiten Systems um 30° geschwenkt wird, ist trotz des sechssträngigen Systems eine einfache Berechnung des Real- und Imaginärteils, die ja zur Betragsbildung benötigt werden, mit zwei identischen Analogrechenschaltungen möglich:

$$\text{Re}(\underline{i}'_S) = i_R + \frac{2}{\sqrt{3}} i'_R + \frac{1}{\sqrt{3}} i'_T \quad (4.3.2/1a,b)$$

$$\text{Im}(\underline{i}'_S) = - (i'_T + \frac{2}{\sqrt{3}} i'_T + \frac{1}{\sqrt{3}} i_R)$$

Das negative Vorzeichen des Imaginärteils kann bei der Berechnung entfallen, da für die Bildung des Raumzeigerbetrages nur die Beträge der Komponenten relevant sind:

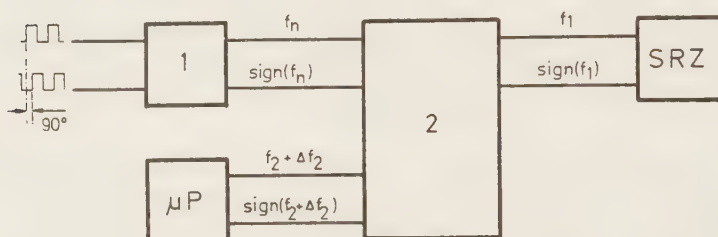
$$|\underline{i}'_S| = \sqrt{(\text{Re}(\underline{i}'_S))^2 + (\text{Im}(\underline{i}'_S))^2} \quad (4.3.2/1a,b)$$

4.3.3 Frequenzeinstellung

Die Grundswingungsmomentanfrequenz des Spannungssollraumzeigers wird bestimmt durch die Drehfrequenz f_n , den Schlupffrequenzsollwert f_2 und die zum Einstellen der Phasenlage des Sollraumzeigers gegenüber dem Rotorflußraumzeiger erforderliche Korrekturfrequenz Δf_2 . Hierbei wird eine vom Rechner erzeugte Impulsreihe entsprechend der Frequenz $f_2 + \Delta f_2$ hardwaremäßig zu der der Drehfrequenz entsprechenden Impulsreihe der Frequenz f_n hinzuaddiert bzw. subtrahiert. Zur Erzeugung letztgenannter Impulsreihe wird ein magnetisch arbeitender Inkrementalgeber mit zwei um 90° versetzten Impulsreihen verwendet, der sich gegenüber den genaueren optischen Gebern durch eine höhere Robustheit auszeichnet. Jede Impulsreihe umfaßt hierbei 1536 Impulse je Umdrehung, so daß sich bei einer Flankenauswertung $6144 = 24 \cdot 256$ Einzelimpulse je Umdrehung ergeben, die im Falle einer vierpoligen Maschine direkt auf das SRZ- Interface des Steuersatzes geführt werden

können. Durch eine Auswertung der Phasenlage der beiden Impulsreihen wird die Drehrichtung der Maschine erfaßt.

Die rechnerseitig ausgegebene Impulsreihe wird durch zwei kaskadierte programmierbare Zähler generiert, die mit der halben Rechnertaktfrequenz, d.h. mit 4 MHz betrieben werden.



1: Impulsaufbereitung
2: Impulsaddition/
-subtraktion

Bild 4.3.3/1: Prinzipieller Aufbau des Frequenzkanals

Die Verlagerung der Frequenzaddition/-subtraktion in eine externe Hardwareschaltung, wie sie Bild 4.3.3/1 zeigt, bietet zwei wesentliche Vorteile:

1. Die Vorsteuerung der Frequenz der Ständerspannung erfolgt immer exakt, unabhängig von der Auflösung des Drehzahlwertes durch den Rechner, die lediglich auf die Einstellgenauigkeit der Drehzahl einen Einfluß hat;
2. Maschine und Spannungssollraumzeiger sind starr gekoppelt, sodaß nach einem Rechnerausfall mit Wiedereinstieg in das Programm keine Frequenz- oder Phasensprünge der Ausgangsspannungssysteme auftreten.

4.3.4 Phasenvorsteuerung

Die Phasenvorsteuerung des Spannungssollraumzeigers gegenüber dem Rotorfluß ist für ein zufriedenstellendes dynamisches Verhalten des Antriebes unerlässlich. Sie beschleunigt den Momentenaufbau und verhindert, daß bei konstantem f_2 das Drehmoment der Maschine im Bereich niedriger Drehzahlen z.B. beim Reversieren dynamisch einbricht.

Die notwendige Phasenlage kann entsprechend (4.2/8) berechnet werden. Zu diesem Zweck ist eine arctan- Funktion als Kennlinie im EPROM des Rechners hinterlegt. Das Argument wird jeweils aktuell berechnet. Die Umsetzung des Phasenwinkels in eine entsprechende Stellfrequenz Δf_2 erfolgt entsprechend Bild 4.3.4/1.

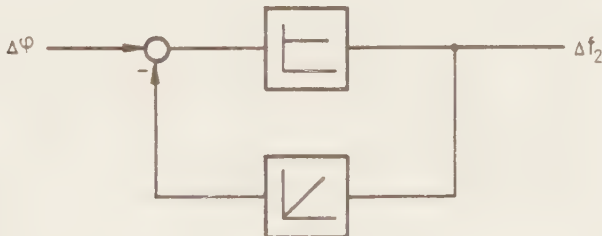


Bild 4.3.4/1: Umsetzung des Phasenwinkels in eine entsprechende Stellfrequenz

Hierbei handelt es sich um ein konventionelles DT1- Glied, das mit den bekannten diskreten Algorithmen berechnet wird.

4.3.5 Drehzahlregelung

Bei der überlagerten Drehzahlregelung handelt es sich um einen modifizierten PI- Regler, wie er i.a. in der Antriebstechnik üblich ist und zufriedenstellende Ergebnisse liefert. Da die Stellgröße begrenzt ist, tritt bei schnellen Sollwertänderungen ein starkes Überschwingen der Regelgröße auf, das auf

eine Integration der Regelabweichung auch während einer ausgangsseitigen Begrenzung zurückzuführen ist. Abhilfe wird hier durch den Einsatz von Sollwertintegratoren zur Anstiegsbegrenzung der Führungsgröße geschaffen, die es ermöglichen, den Betrieb in Arbeitspunkten mit Stellgrößenbeschränkungen zu vermeiden. Eine weitere Möglichkeit der Verbesserung des Folgeverhaltens bietet die implementierte variable Begrenzung des Integralanteils des Reglers, wie sie Bild 4.3.5/1 zeigt. Hierbei wird nicht nur die Ausgangsgröße begrenzt, sondern es wird auch auf den Integralwert selbst Einfluß genommen.

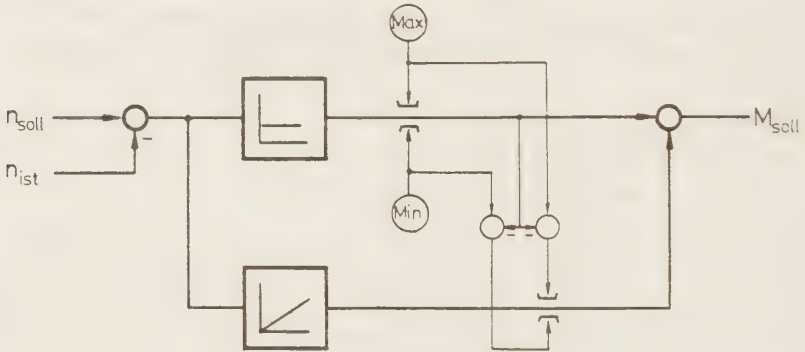


Bild 4.3.5/1: PI- Regler mit variabler Begrenzung des I-Anteils

Bei Regelabweichungen, bei denen der P- Anteil des Reglers bereits die Grenzwerte der Stellgröße erreicht, wird der I- Anteil vollständig unterdrückt, so daß der Regler auf ein möglichst gutes Störverhalten eingestellt werden kann, ohne gleichzeitig wesentliche Einschränkungen im Führungsverhalten hinnehmen zu müssen.

4.4 Reglerhardware

Für die Realisierung des Reglers wurde das gleiche modulare Rechnersystem eingesetzt, wie für den zuvor beschriebenen Steuersatz. Auf Grund der angestrebten Abtastraten von 2 kHz für die Strom- und 500 Hz für die Drehzahlregelung wurde jedoch die 8086-2 CPU gegen einen Prozessor des Typs 70116C-8 (NEC V30) ausgetauscht, der bei gleicher Taktfrequenz einen ca. 30% höheren Datendurchsatz aufweist. Bild 4.4/1 zeigt die eingesetzte Rechnerkonfiguration.

Soll- und Istdrehrichtung sowie die Freigabesignale der Wechselrichter werden über eine digitale Eingabe eingelesen. Der Drehzahlhauptsollwert n_{soll1} sowie die Reglerparameter können

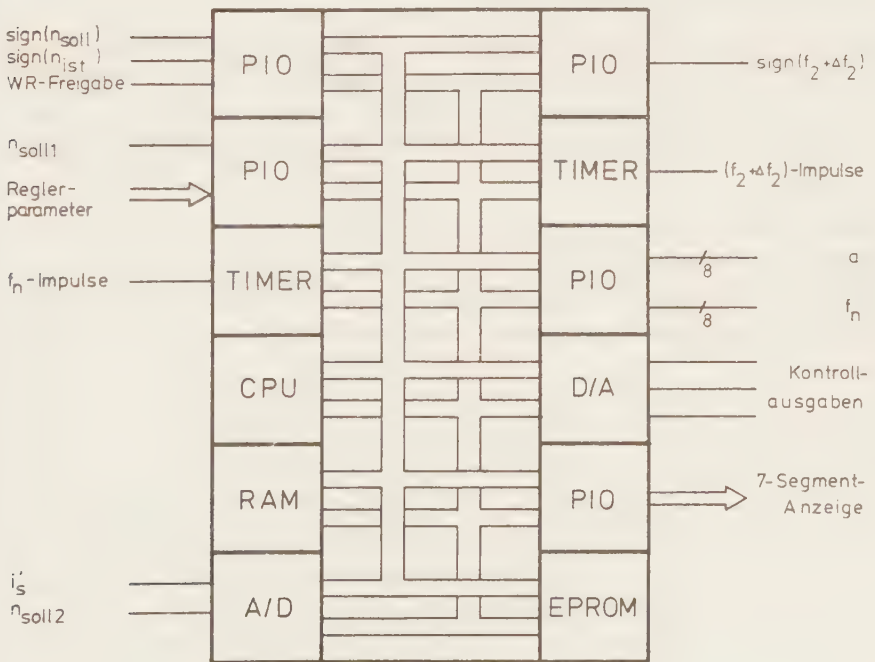


Bild 4.4/1: Konfiguration des eingesetzten Regelrechners

mit Kodierschaltern eingestellt werden, deren Stellung vom Rechner über Parallelports eingelesen wird. Zur Erfassung der Drehzahl dient ein programmierbarer Zähler, auf den die aufbereiteten Impulse des Drehgebers geführt werden.

Der Betrag des Stromraumzeigers wird mit Hilfe eines 12 bit A/D- Konverters digitalisiert, über den gegebenenfalls auch noch ein zweiter Drehzahlsollwert $n_{\text{soll}2}$ vorgegeben werden kann, der zum Hauptsollwert hinzuaddiert wird. Diese analoge Sollwertvorgabe ermöglicht z.B. für Testzwecke die Vorgabe eines sinusförmigen Drehzahlsollwertverlaufs.

Die für Rotorfrequenz und Phasenkorrektur erforderliche Impulsreihe wird durch einen zweiten Zählerbaustein erzeugt und zusammen mit dem zugehörigen Richtungssignal an die Frequenzadditionshardware übergeben.

Die Übergabe von Aussteuerung und Frequenzinformation an den Steuersatz erfolgt über ein Parallelinterface, durch das die beiden Rechner verbunden sind. Dieses ersetzt die während der Inbetriebnahme zunächst eingesetzte Kopplung über A/D- und D/A-Umsetzer.

Für Kontrollzwecke werden je nach Bedarf noch D/A- Umsetzer und eine 7-Segmentanzeige eingesetzt, die es ermöglichen, reglerinterne Größen darzustellen, was besonders für die Einstellung der Reglerparameter von Vorteil ist.

5. Betriebsergebnisse

5.1 Beschreibung des Versuchsantriebes

5.1.1 Verwendete Asynchronmaschine

Bei der verwendeten Asynchronmaschine handelt es sich um einen Umrichter-motor, wie er in Triebfahrzeugen des Typs DT3 der Hamburger Hochbahn Verwendung findet. Entsprechend den Erfordernissen des Doppelwechselrichtersystems wurde eine neue vierpolige Ständerwicklung mit zwei um 30° elektrisch versetzten dreisträngigen Wicklungssystemen eingelegt, wie in Bild 5.1.1/1 dargestellt ist.

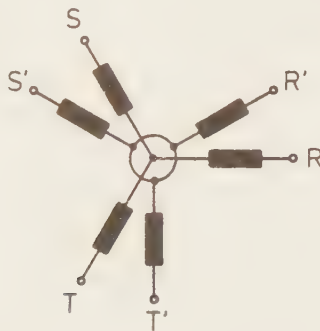


Bild 5.1.1/1: Wicklungsanordnung der verwendeten Asynchronmaschine

Die Wicklungen der beiden dreisträngigen Systeme liegen in unterschiedlichen Nuten, wodurch eine Kopplung der Streuinduktivitäten der beiden Systeme weitgehend vermieden wird. Vorhergehende Erfahrungen mit einem umgewickelten Normmotor hatten gezeigt, daß die wirksame Streuinduktivität für die Ströme des Sperrtyps durch eine derartige Kopplung auf bis zu 10% der Grundswingungsstreuinduktivität herabgesetzt wird, so daß ein Betrieb mit sättigbarer DSD auf Grund des starken Anstiegens der Verzerrungsströme vom Sperrtyp nicht mehr sinnvoll ist.

Mit Rücksicht auf die verwendeten Wechselrichter ergeben sich folgende technische Daten der Maschine:

Nennspannung	310 V
Nennmagnetisierungsstrom pro Strang	60,5 A
Nennstrom pro Strang	145 A
Nennleistung	130 kW
Nennschlupffrequenz	0,9 Hz
Nenn Drehzahl	1350 min ⁻¹
Polzahl	4
Masse	ca. 620 kg

Die Elemente des Grundwellenersatzschaltbildes des Motors entsprechend Bild 4.2/1 bei Zugrundelegung zweier dreisträngiger Ersatzmaschinen ergeben sich zu:

R_S	30,5 m Ω
R_R	25 m Ω
L_h	9,92 mH
$L_{\sigma, ges}$	860 μ H

Die Asynchronmaschine ist in einen Antriebsversuchsstand eingegliedert, der auch Messungen unter Last bis 3000 min⁻¹ ermöglicht. Die Last wird dabei von zwei mechanisch gekoppelten Gleichstrommaschinen mit einer Nennleistung von je 180 kW aufgebracht, die wahlweise drehzahl- oder stromgeregelt betrieben werden können.

5.1.2 Verwendete Wechselrichter

Bei den verwendeten Wechselrichtern handelt es sich um zwei gleichartige Pulswechselrichter mit Spannungszwang, an deren im folgenden aufgeführten Daten der Steuersatz hinsichtlich Taktfrequenz und Mindesteinschaltdauer angepaßt wurde.

Zwischenkreisspannung u_d	400 V
Mindesteinschaltdauer T_{min}	480 μ s
max. Schaltfrequenz $f_{T, max}$	200 Hz
max. kommutierbarer Strom	ca. 450 A

Aus der maximalen Schaltfrequenz $f_{T,\max}$ von 200 Hz ergeben sich die höchstens möglichen Grundschwingungsfrequenzen der einzelnen synchron arbeitenden Taktvarianten. Die Umschaltgrenze von der freien Taktung zur Siebenfachtaktung wird, wie bereits erwähnt, durch das Kriterium etwa gleich hoher Verzerrungsstromspitzenwerte in beiden Taktarten bestimmt. Für die Umschaltungen zwischen den synchronisierten Taktvarianten muß neben der zulässigen Schaltfrequenz auch noch die maximal realisierbare Aussteuerung der jeweiligen Taktart berücksichtigt werden, die durch die verhältnismäßig hohe Mindesteinschaltdauer $T_{\min}$ der zur Verfügung stehenden Wechselrichter bestimmt wird. Sie berechnet sich für die beschriebene Drei-, Fünf- und Siebenfachtaktung mit Zwischentakten in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung unter der näherungsweise Annahme eines linearen Zusammenhangs zwischen Aus-

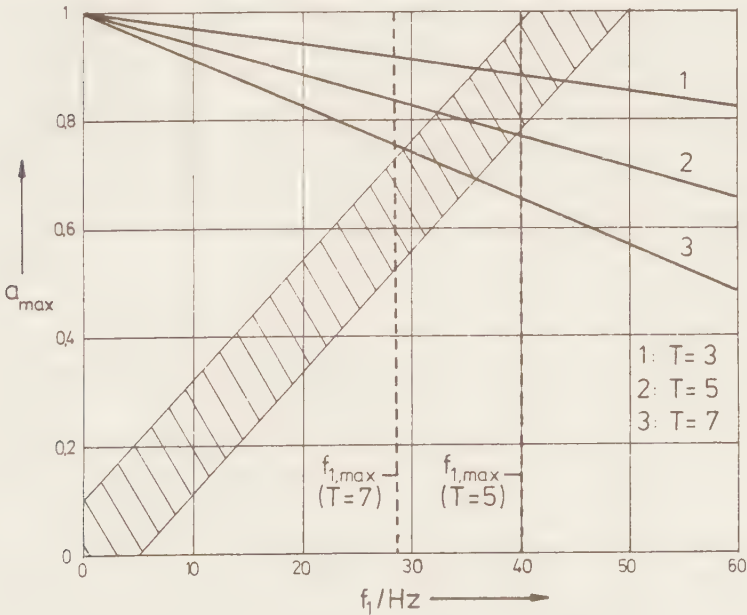


Bild 5.1.2/1: Frequenz- und Aussteuerungsgrenzen der einzelnen Taktvarianten, $T_{\min}=480\mu\text{s}$, $f_{T,\max}=200\text{Hz}$

steuerung und Zwischentaktbreite zu

$$a_{\max} = 1 - T_{\min} f_1 \cdot 3 (T-1) \quad (5.1.2/1)$$

Bild 5.1.2/1 zeigt die Frequenz- und die Aussteuerungsgrenzen der verwendeten Wechselrichter in den einzelnen Taktarten. Der durch Schraffur gekennzeichnete Arbeitsbereich läßt erkennen, daß je nach Belastungszustand der Maschine schon vor dem Erreichen der maximalen Schaltfrequenz in eine Taktart niedrigerer Taktzahl umgeschaltet werden muß, um die geforderte Aussteuerung zu realisieren. Bei einer rein taktfrequenzgesteuerten Taktartumschaltung ohne Berücksichtigung der frequenzabhängigen Maximalaussteuerung einer Taktvariante würden durch die ergänzende hardwaremäßige Sicherstellung der Mindesteinschaltdauer Phasenverschiebungen und Amplitudensprünge entstehen.

Die Grenze zur Grundfrequenztaktung wird durch den elektrischen Typenpunkt der Maschine bestimmt und liegt im Frequenzbereich zwischen 40 und 50 Hz, was weit vor dem Erreichen der maximalen Schaltfrequenz im Bereich der Dreifachtaktung liegt. Bei der Umschaltung zwischen Dreifach- und Grundfrequenztaktung stellt demnach grundsätzlich die Aussteuerung das Umschaltkriterium dar.

5.1.3 Die Drehstromsaugdrosseln

Die Drehstromsaugdrossel wurde zur Untersuchung des Betriebes im Sättigungsbereich in zwei zu- bzw. abschaltbare Baugruppen etwa gleicher Bauleistung aufgeteilt.

Jede DSD wurde aus jeweils drei Kernen (ORSI 97) mit je vier Wicklungen aufgebaut, von denen je zwei die gleiche Windungszahl haben. Es wurden zwei verschiedene Windungszahlverhältnisse realisiert, die auf Grund der unterschiedlichen Kupfer- und Eisenmassen auf unterschiedliche Gewichte führen, sonst aber prinzipiell gleiche Ergebnisse liefern.

Technische Daten der ausgeführten Drehstromsaugdrosseln:

	DSD I	DSD II
Windungszahl- verhältnis w/w	4/11	7/19
Eisenquerschnitt A_{Fe}	22,5 cm ²	8,46 cm ²
Hauptinduktivität	3,8 mH	5,8 mH
Masse	64 kg	53 kg

Die rechnerische Bauleistung, die als Maßstab für den Vergleich mit linearen Vordrosseln herangezogen werden kann, berechnet sich nach der Gleichung

$$P_B = \frac{m}{2} \pi^2 f_L \hat{\psi} I_w \quad (5.1.3/1)$$

Hierbei gilt bei einer Auslegung nach den Ergebnissen aus Kapitel 2 mit einem bezogenen Sättigungsfluß von 0,02 für die DSD:

$$\begin{aligned} m &= 3 \\ f_L &= 50 \text{ Hz} \\ I_w &= 160 \text{ A} \\ \hat{\psi} &= 0,02 T_n (u_d/2) \\ &= 0,02 (1/46\text{Hz}) 200 \text{ V} \end{aligned}$$

Damit ergibt sich eine rechnerische Gesamtbauleistung der DSD von etwa 4,20 kVA. Dieser Wert berücksichtigt allerdings nicht die frequenzbedingten höheren Ummagnetisierungsverluste des Eisenkerns.

Die in Abschnitt 5.2.1 zu Vergleichszwecken herangezogene Vordrossel besitzt eine Induktivität von ca. 850 μH , was in etwa der Motorstreuinduktivität entspricht. Hierbei ergibt sich im Betrieb ein Flußscheitelwert von

$$\hat{\psi} = (145\sqrt{2} + 100) \text{ A} \cdot 850 \mu\text{H} \quad (5.2.2/2)$$

der mit

$$\begin{aligned} m &= 6 \\ f_L &= 50 \text{ Hz} \\ I_w &= 160 \text{ A} \end{aligned}$$

nach Gleichung 5.1.3/1 auf eine rechnerische Bauleistung von 27,9 kVA führt. Der Stromscheitelwert in 5.1.2/2 ergibt sich hierbei aus der Summe des Grundschiwingungsscheitelwertes des Nennstromes und dem auftretenden Verzerrungsstromspitzenwert, der Bild 5.2/9 entnommen werden kann.

In der Praxis werden Vordrosseln eingesetzt, deren Induktivität ca. 50% der Motorstreuinduktivität beträgt. In diesem Fall reduziert sich die Bauleistung entsprechend, allerdings steigen auch die Verzerrungsstromspitzenwerte entsprechend an.

5.2 Verzerrungsstromreduktion durch die DSD

Im folgenden soll an Hand von Oszillogrammen die Wirkung der DSD dokumentiert werden. Vergleichend werden hier Stromzeitverläufe mit und ohne DSD sowie mit zusätzlicher linearer Vordrossel nebeneinandergestellt, so daß die Reduktion der Verzerrungsströme direkt beurteilt werden kann. Hierbei muß berücksichtigt werden, daß die in der Praxis eingesetzten Vordrosseln nur etwa 50% der Motorstreuinduktivität besitzen, d.h., daß beim Betrieb mit linearen Vordrosseln in der Praxis die Verzerrungsströme höher sind, als in den Oszillogrammen dargestellt ist.

5.2.1 Der stationäre Betrieb

Die folgenden Diagramme zeigen jeweils die Pulsmuster der Wechselrichterstrangspannung des Stranges R u_R^* , den Zeitverlauf des zugehörigen Strangstromes i_R sowie den Verzerrungsstrom i_{vR} . Die vierte Kurve in jedem Diagramm zeigt den Verlauf des aus den gemessenen Stromraumzeigern beider Systeme gebildeten Strangstromes vom Durchlaßtyp i_{dR} . Dieser entspricht dem Stromanteil, der keine Magnetisierung der DSD zur Folge hat und damit dem Stromverlauf bei Zugrundelegung einer idealen Drehstromsaugdrossel (keine Sättigung, unendliche Hauptinduktivität). Abweichungen vom tatsächlichen Strangstrom sind auf reale Eigenschaften der DSD zurückzuführen, wie z.B. Sättigungserscheinungen, endliche Hauptinduktivität und Unsymmetrien.

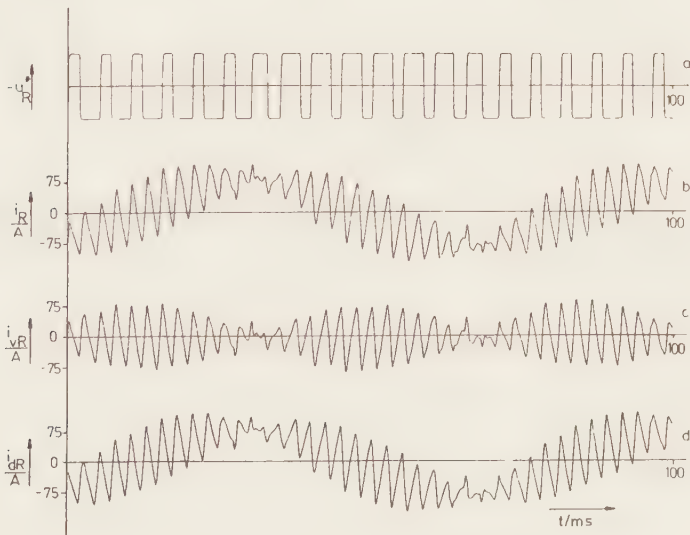


Bild 5.2/1: Zeitverläufe bei der freien Taktung:

- a. Pulsmuster der Spannung
- b. Strangstrom
- c. Verzerrungsstrom
- d. Durchlaßanteil des Stromes

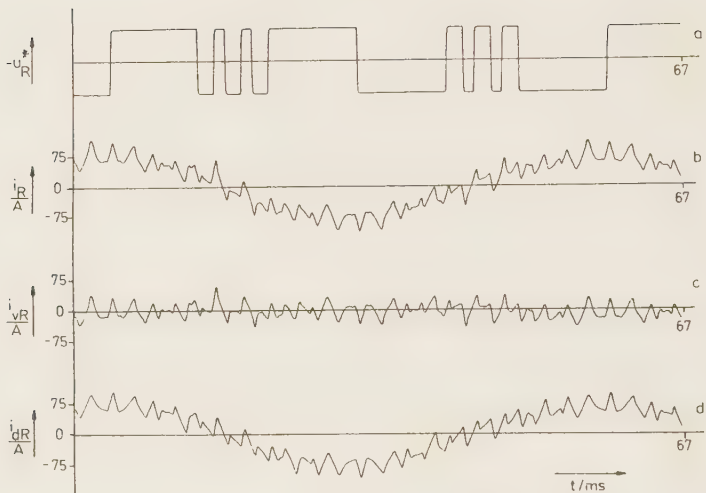


Bild 5.2/2: Zeitverläufe bei der Siebenfachtaktung:
a. Pulsmuster der Spannung
b. Strangstrom
c. Verzerrungsstrom
d. Durchlaßanteil des Stromes

Die Bilder 5.2/1-4 zeigen die genannten Zeitverläufe für die freie Taktung sowie für die realisierten synchronen Taktvarianten mit Zwischentakten in den mittleren 60° einer Spannungshalbschwingung.

Vergleicht man die tatsächlichen Stromzeitverläufe mit denen, die sich unter Zugrundelegung einer idealen DSD einstellen würden, erkennt man keine wesentlichen Unterschiede. Sättigungserscheinungen machen sich in Form geringfügig höherer Spitzen im Verzerrungsstrom bemerkbar. Hierbei ist jedoch zu berücksichtigen, daß die DSD entsprechend den theoretischen Ergebnissen dimensioniert wurde, die davon ausgehen, daß die volle Hauptinduktivität bis zum Erreichen der Sättigungsgrenze erhalten bleibt. Der kontinuierliche Übergang in den Sättigungsbereich wurde, wie in Abschnitt 2.2.3 beschrieben, bei

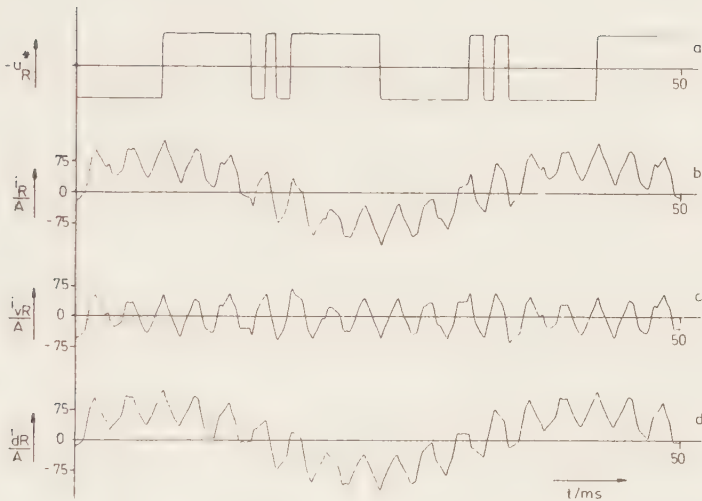


Bild 5.2/3: Zeitverläufe bei der optimierten Fünffach-taktung:

- a. Pulsmuster der Spannung
- b. Strangstrom
- c. Verzerrungsstrom
- d. Durchlaßanteil des Stromes

der Simulation vernachlässigt. Die geringen Abweichungen beim Zeitverlauf des Stromes gegenüber dem Idealfall bestätigen die Brauchbarkeit der angegebenen Näherung für die Magnetisierungskurve. Unwesentlich genauere Ergebnisse würden den bedeutend höheren Rechenaufwand bei Zugrundelegung einer gemessenen, realen Magnetisierungskennlinie nicht rechtfertigen, zumal geringe Abweichungen von geplanten Daten bei der Realisierung magnetischer Bauelemente unumgänglich sind.

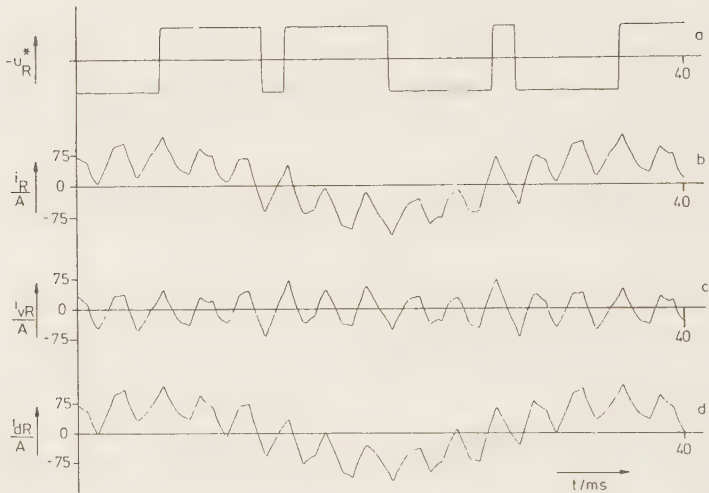


Bild 5.2/4: Zeitverläufe bei der Dreifachtaktung:
a. Pulsmuster der Spannung
b. Strangstrom
c. Verzerrungsstrom
d. Durchlaßanteil des Stromes

Die folgenden Bilder 5.2/5-8 zeigen das Pulsmuster der Ausgangsspannung eines Wechselrichterpol, den zugehörigen Strangstrom und den Verzerrungsanteil des Strangstromes. Dargestellt ist dies mit einer Ausnahme jeweils für die im folgenden genannten Betriebsfälle:

1. Betrieb ohne Glättungsmittel
2. Betrieb mit einer linearen Vordrossel
3. Betrieb mit der DSD.

Der Betrieb in der Dreifachtaktung ist ohne Glättungsmittel nicht möglich, da die maximal kommutierbaren Ströme der Wechselrichter überschritten werden.

Die Oszillogramme für den Saugdrosselbetrieb sind identisch mit den Bildern 5.2/1-4. Sie sind des einfacheren Vergleichs wegen hier noch einmal abgebildet.

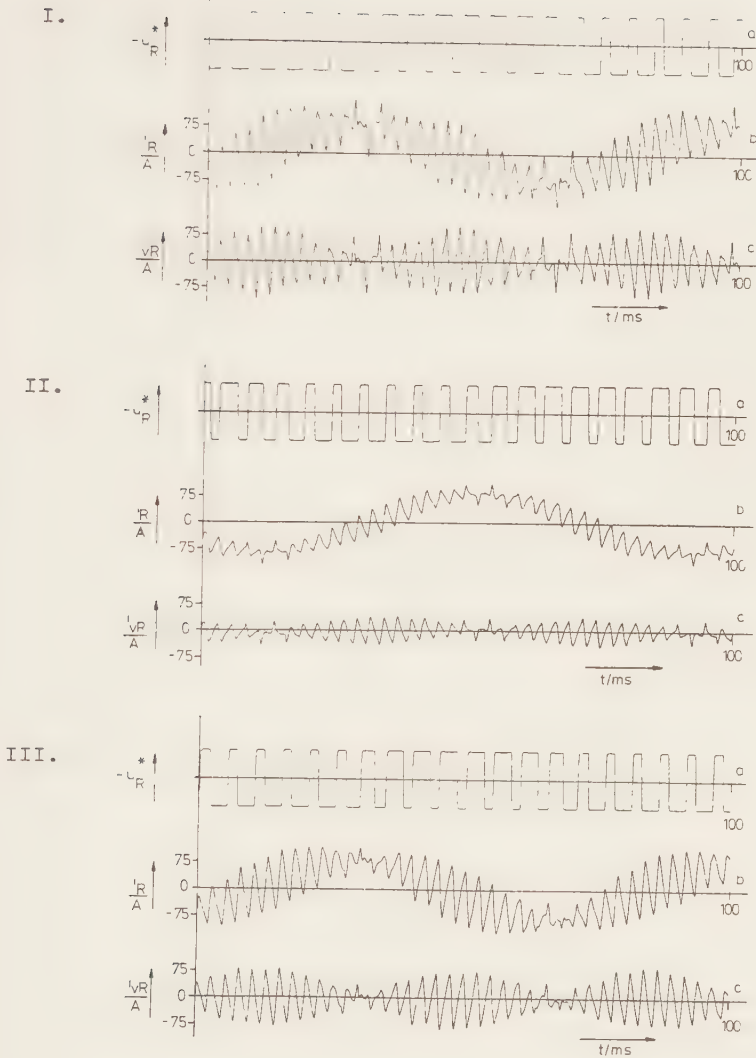


Bild 5.2/5: Zeitverläufe bei der freien Taktung:

- I. Betrieb ohne Glättungsmittel
- II. Betrieb mit linearer Vordrossel (VD)
- III. Betrieb mit DSD, $P_{B,DSD}=0,15 P_{B,VD}$
 - a. Pulsmuster der Spannung
 - b. Strangstrom
 - c. Verzerrungsstrom

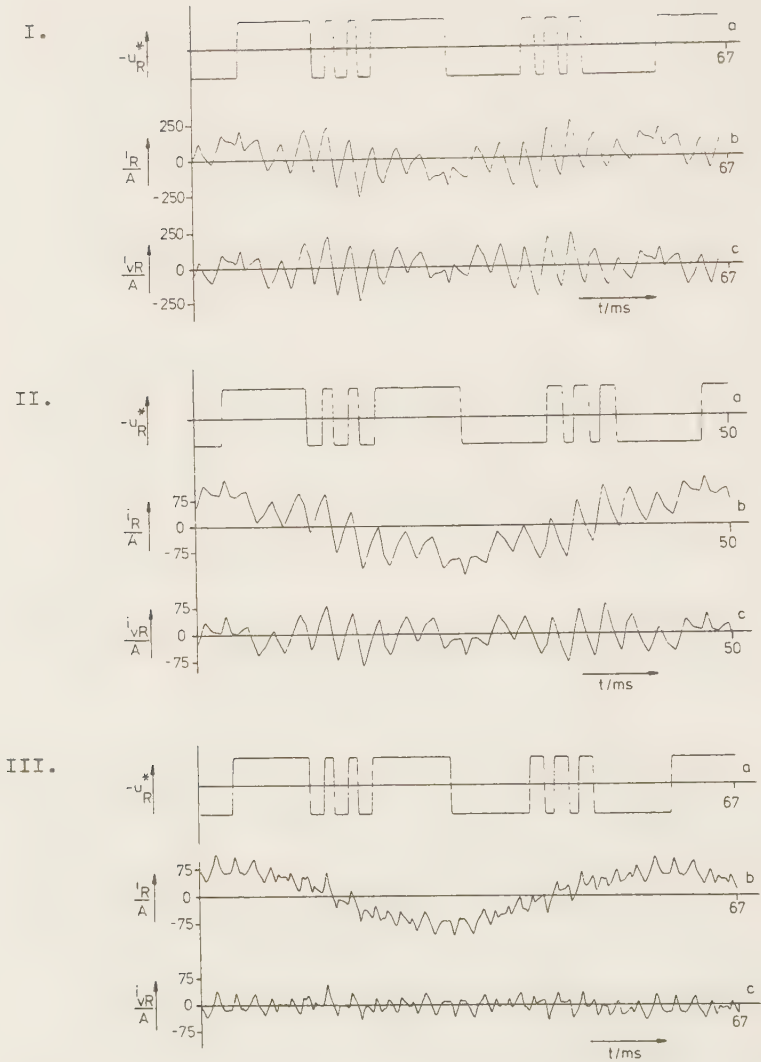
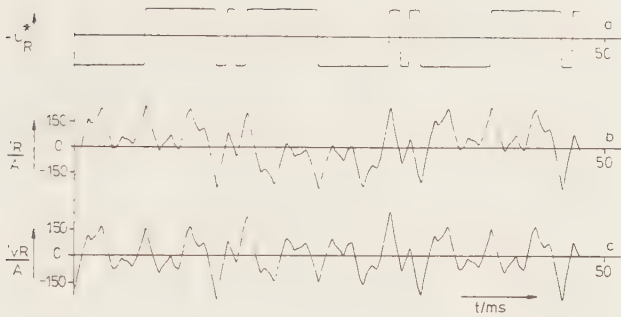
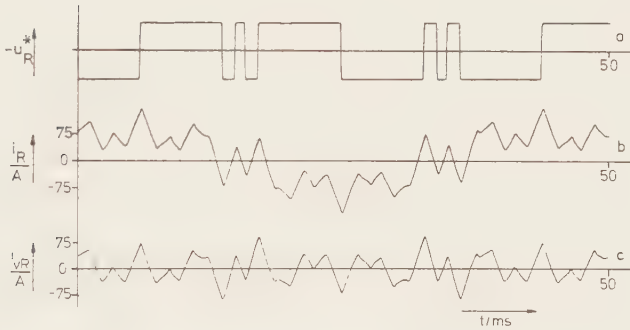


Bild 5.2/6: Zeitverläufe bei der Siebenfachtaktung:
I. Betrieb ohne Glättungsmittel
II. Betrieb mit linearer Vordrossel (VD)
III. Betrieb mit DSD, $P_{B,DSD}=0,15 P_{B,VD}$
a. Pulsmuster der Spannung
b. Strangstrom
c. Verzerrungsstrom

I.



II.



III.

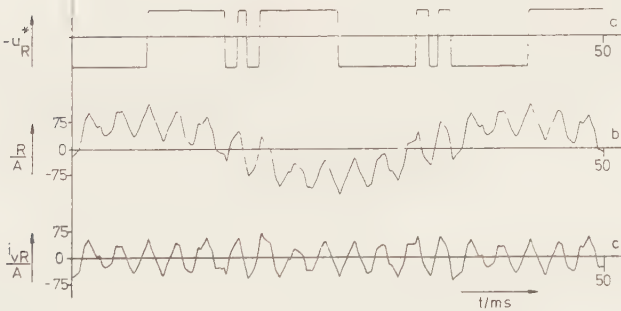


Bild 5.2/7: Zeitverläufe bei der optimierten Fünffachtaktung:

- I. Betrieb ohne Glättungsmittel
- II. Betrieb mit linearer Vordrossel (VD)
- III. Betrieb mit DSD, $P_{B,DSD} = 0,15 P_{B,VD}$
 - a. Pulsmuster der Spannung
 - b. Strangstrom
 - c. Verzerrungsstrom

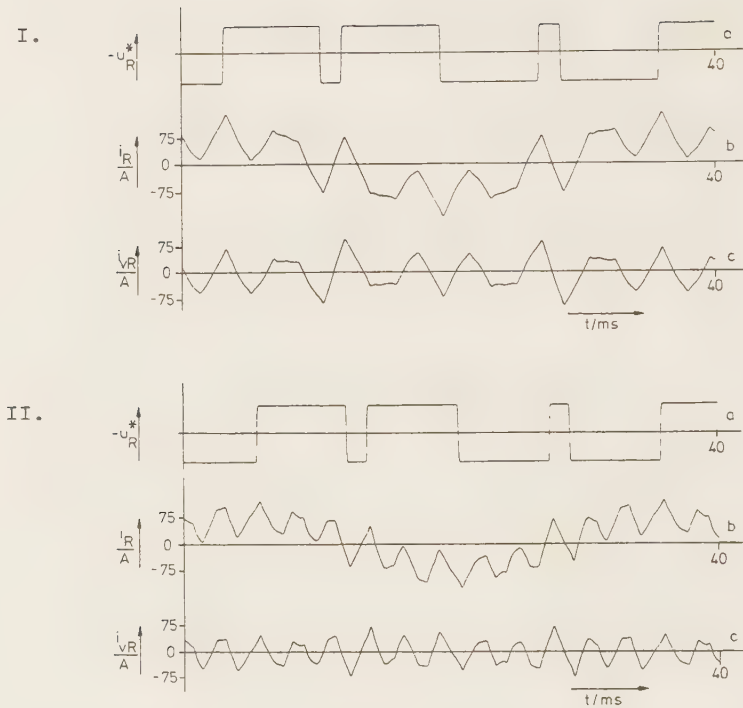


Bild 5.2/8: Zeitverläufe bei der Dreifachtaktung:
I. Betrieb mit linearer Vordrossel (VD)
II. Betrieb mit DSD, $P_{B,DSD}=0,15 P_{B,VD}$
a. Pulsmuster der Spannung
b. Strangstrom
c. Verzerrungsstrom

Die Zeitverläufe für eine Taktvariante sind jeweils im Leerlauf bei Nennmagnetisierung für eine Stromgrundschwingung von $62,5 A_{eff}$ bei gleicher Aussteuerung aufgenommen. Hierdurch ergeben sich durch die Streuinduktivität der DSD bzw. die Induktivität der Vordrossel leichte Verschiebungen in den Grundschwingungsfrequenzen, die jedoch für eine qualitative Beurteilung der Verzerrungsstromreduktion nicht wesentlich sind.

Im Bereich der freien Taktung (Bild 5.2/5) ergibt sich bei Verwendung einer linearen Vordrossel mit einer Induktivität, die der Gesamtstreuinduktivität der Maschine entspricht, in etwa eine Halbierung des Verzerrungsstromes. Die DSD zeigt bis auf eine Ausnahme in dieser Taktart nur geringe Wirkung, was auch zu erwarten war. Anders sieht es im Bereich der synchronen Taktvarianten aus, wie den Bildern 5.2/6-8 zu entnehmen ist. Hier erkennt man deutlich, daß die DSD im Gegensatz zur linearen Vordrossel die Verzerrungsströme nicht proportional vermindert, sondern durch die Elimination bestimmter Harmonischer die relative Schwankung der Verzerrungsstromscheitelwerte verkleinert. Dies ist deutlich am Beispiel der für die Saugdrossel optimierten Fünffachtaktung (Bild 5.2/7) zu erkennen. Die hierbei innerhalb einer Periode auftretenden Verzerrungsstromspitzen unterscheiden sich hinsichtlich ihrer Höhe nur geringfügig.

Durch die DSD wird die Pulszahl der Lastspannung verdoppelt, was deutlich am Beispiel der Dreifachtaktung (Bild 5.2/8) zu erkennen ist.

In Bild 5.2/9 sind noch einmal die Verzerrungsstromspitzenwerte als Funktion der Aussteuerung dargestellt. Ausgenommen ist hierbei der Betrieb im Bereich der Dreifachtaktung ohne jegliche externe Stromglättungsmittel, weil die dabei auftretenden Spitzenströme die Kommutierungsfähigkeit der Wechselrichter übersteigen.

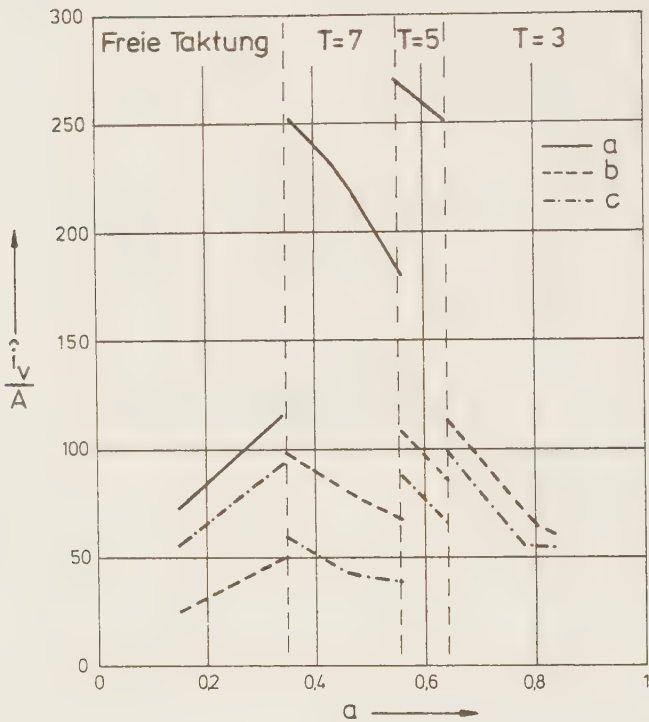


Bild 5.2/9: Verzerrungsstromspitzenwerte als Funktion der Aussteuerung

- a. Betrieb ohne Glättungsmittel
- b. Betrieb mit lin. Vordrossel (VD)
- c. Betrieb mit DSD, $P_{B,DSD}=0,15 P_{B,VD}$

5.2.2 Die Taktartumschaltungen

Die bisher gezeigten Oszillogramme beschränken sich auf den stationären Betrieb des Doppelwechselrichtersystems. Dynamisch muß die Forderung gestellt werden, daß sich mit der DSD Ausgleichsvorgänge zumindest genauso beherrschen lassen, wie dies mit einer linearen Vordrossel der Fall ist. Hinsichtlich der Regelung treten hier keine Probleme auf, da diese quasistationär arbeitet und an die Erfordernisse der DSD angepaßt ist.

Die Umschaltungen zwischen den einzelnen Taktvarianten ziehen allerdings unvermeidbare Ausgleichsvorgänge nach sich. Durch die in Abschnitt 3.3.1 erläuterte Einfügung von Umschaltsektoren lassen sich diese jedoch soweit reduzieren, daß sie sich in den Strangströmen nicht negativ bemerkbar machen, wie aus den Bildern 5.2.2/1-5 hervorgeht. Dargestellt ist jeweils der Stromraumzeiger eines Wechselrichtersystems bei der Umschaltung zwischen zwei Taktarten.

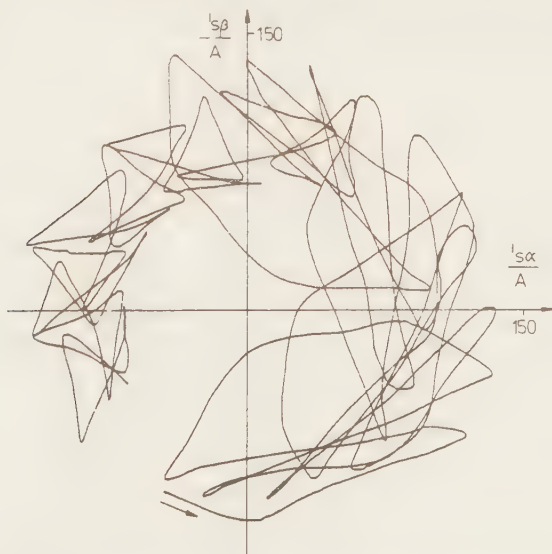


Bild 5.2.2/1: Stromraumzeiger bei der Umschaltung von der freien in die Siebenfachtaktung

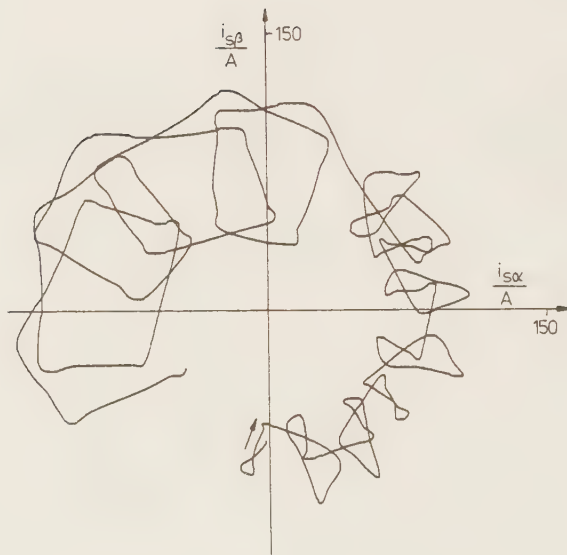


Bild 5.2.2/2: Stromraumzeiger bei der Umschaltung von der Sieben- in die Fünffachtaktung

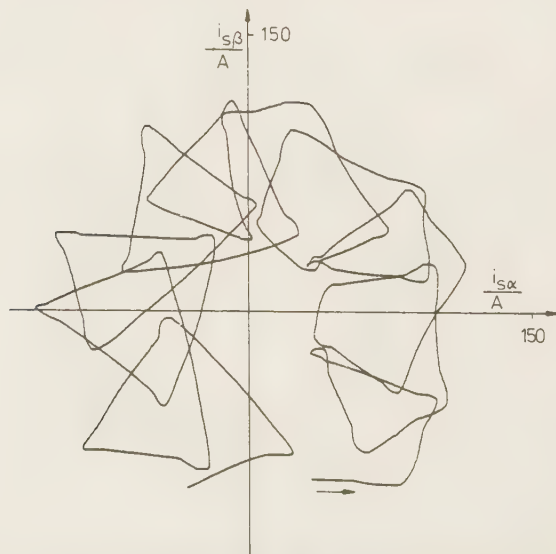


Bild 5.2.2/3: Stromraumzeiger bei der Umschaltung von der Fünf- in die Dreifachtaktung

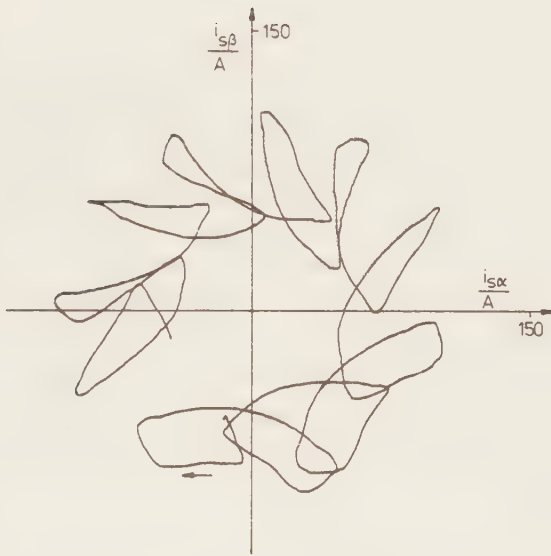


Bild 5.2.2/4: Stromraumzeiger bei der Umschaltung von der Dreifachtaktung in die Zwischentaktverschiebung

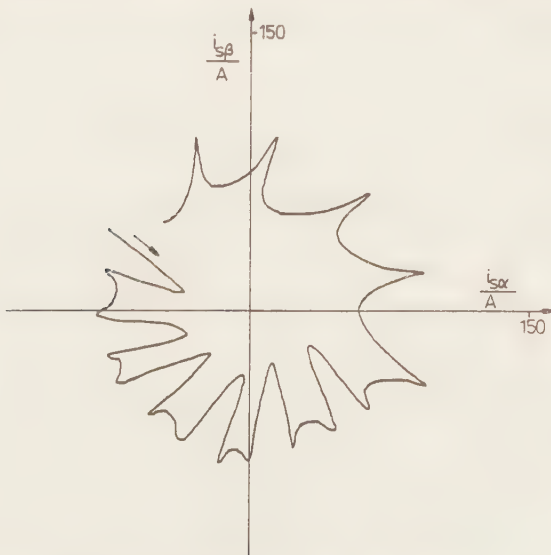


Bild 5.2.2/5: Stromraumzeiger bei der Umschaltung von der Zwischentaktverschiebung in die Grundfrequenztaktung

5.3 Die Antriebsregelung

Im folgenden Abschnitt soll das Verhalten des Antriebes an Hand einiger Oszillogramme gezeigt werden. Die Regelung ist hierbei auf die Erfordernisse des Saugdrosselbetriebes abgestimmt worden, die einen quasistationären Betrieb voraussetzen. Eine hochdynamische Regelung könnte Stromspitzen in den einzelnen Strängen dadurch hervorrufen, daß die DSD durch sprungartige Änderungen der Phasenlage des Spannungsraumzeigers nicht mehr kontinuierlich ummagnetisiert wird. Dies würde zu einer zeitweisen Sättigung der Saugdrossel führen.

Bild 5.3/1 zeigt einen Reversiertvorgang bei einer maximalen Drehzahl von 700 min^{-1} bei einem auf das halbe Nennmoment

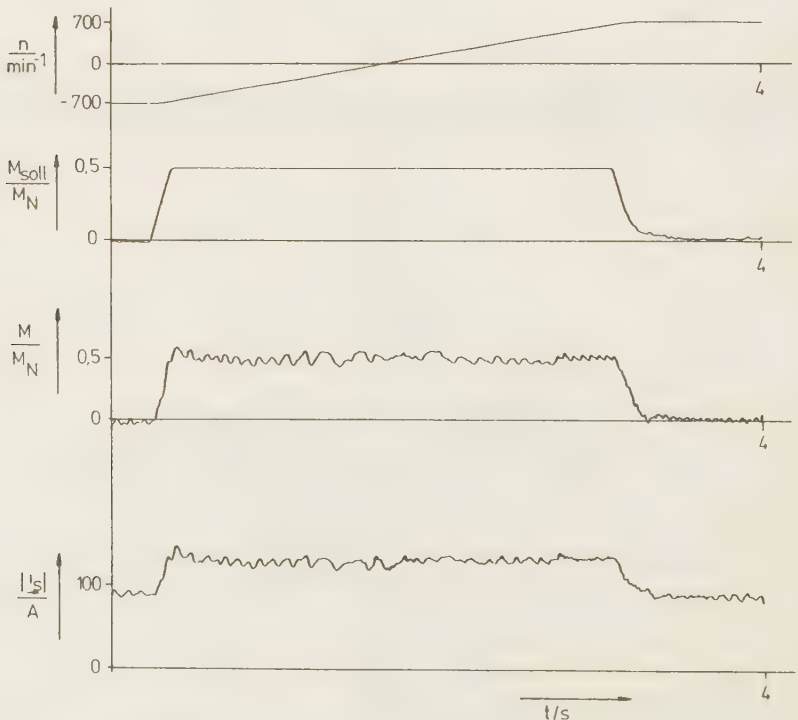


Bild 5.3/1: Reversiertvorgang $n=\pm 700 \text{ min}^{-1}$, $M=0,5 M_N$

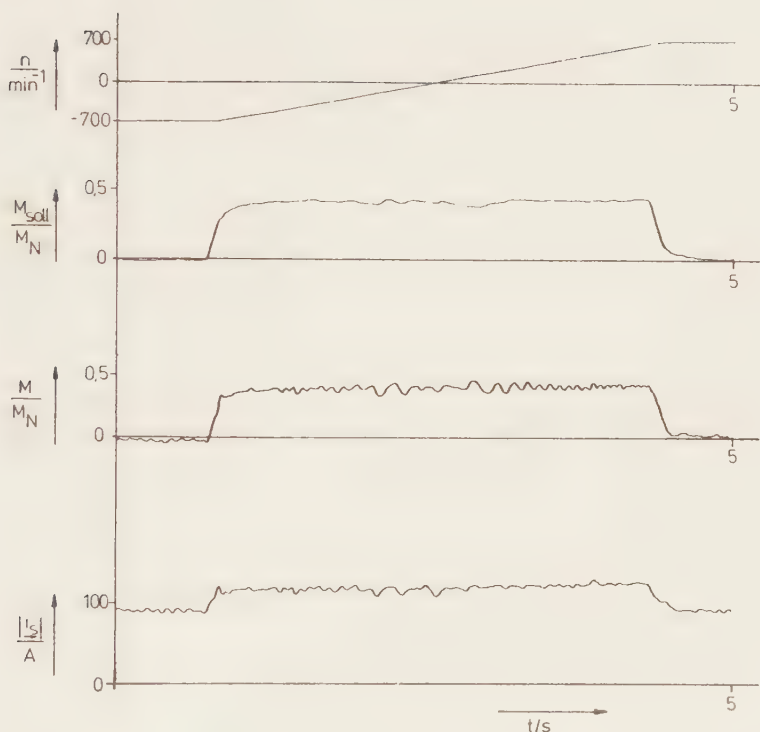


Bild 5.3/2: Reversiervorgang $n=+700 \text{ min}^{-1}$, rampenförmiger Drehzollsollwertanstieg

begrenzten Momentensollwert. Aufgenommen sind die Zeitverläufe der Drehzahl, des Momentensollwertes, des Momentenistwertes und des Betrages des Ständerstromraumzeigers.

Der Verlauf des Momentensollwertes beim Erreichen der Soll-drehzahl zeigt deutlich die Auswirkung des variabel begrenzten I-Anteils des Drehzahlreglers. Trotz Stellgrößenbegrenzung tritt kein Überschwingen der Drehzahl auf, was sich in einem negativen Momentensollwert äußern würde.

Der aus Maschinenfluß- und Ständerstromraumzeiger berechnete Momentenistwert weist keine größeren Einbrüche auf. Auftretende Welligkeiten gehen Hand in Hand mit Schwankungen des Stromraumzeigers, was den Schluß zuläßt, daß der Läuferfluß ohne

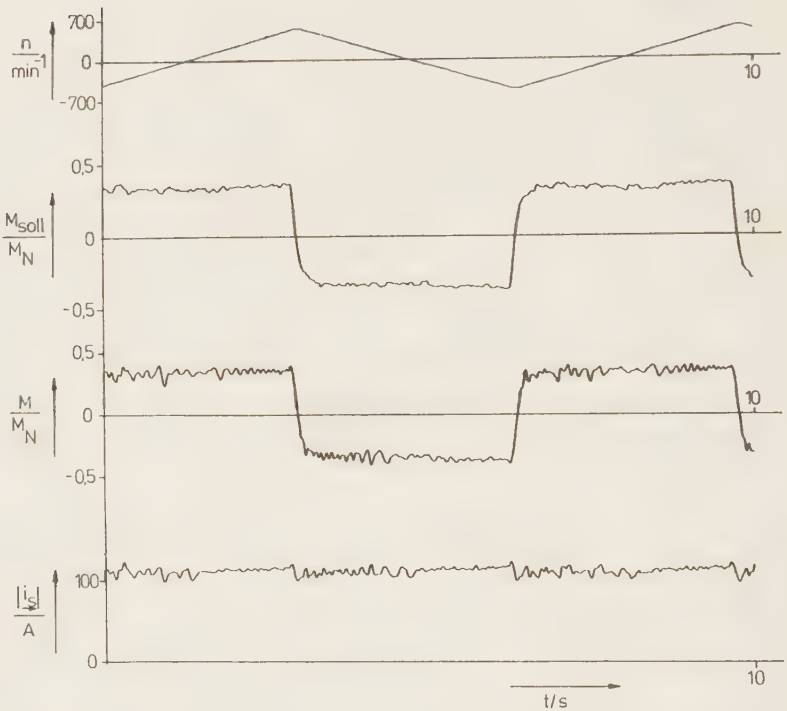


Bild 5.3/3: Verhalten des Antriebs bei dreieckförmigem Drehzahlsollwertverlauf

große Schwankungen konstant gehalten wird.

Bild 5.3/2 zeigt einen Reversiervorgang, bei dem der Momentensollwert nicht konstant gehalten, sondern durch den Regler eingestellt wurde. Die Anstiegsgeschwindigkeit des Drehzahlsollwertes wurde im Drehzahlsollwertgeber so begrenzt, daß sich ein rampenförmiger Drehzahlsollwertverlauf eingestellt hat. Bei diesem Betrieb sind Ungenauigkeiten der Vorsteuerung, insbesondere der Phasenlage zwischen Strom und Spannung, deutlich zu erkennen. Ein Reversiervorgang mit konstantem Momentensollwert liefert hierüber keine Aussage.

Kurz hinter dem Nulldurchgang der Drehzahl erfolgt eine geringfügige Absenkung des Momentensollwertes, die auf einen über

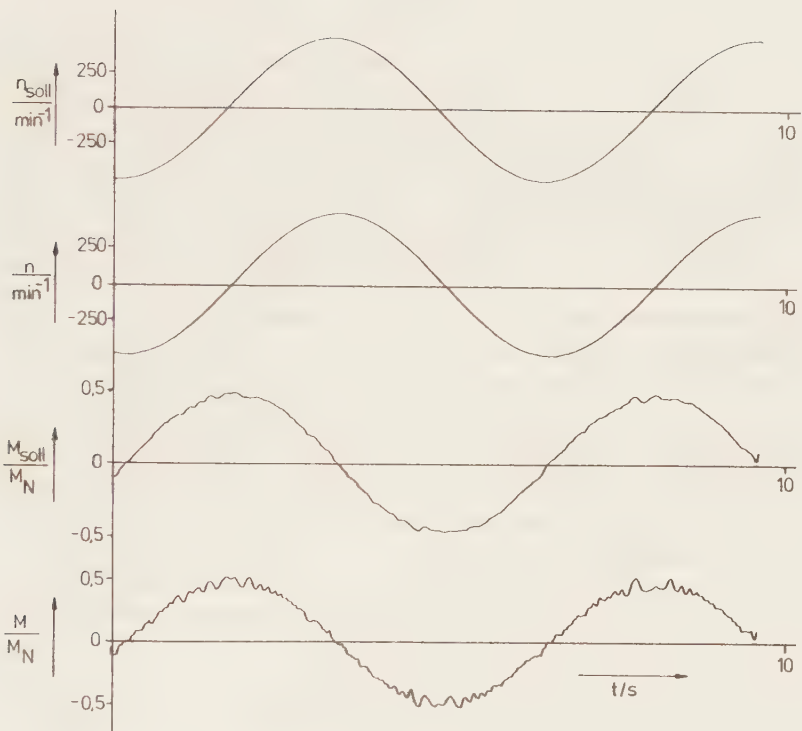


Bild 5.3/4: Verhalten des Antriebs bei sinusförmigem Drehzahlsollwertverlauf

dem Sollwert liegenden Momentenistwert im Nulldurchgang zurückzuführen ist.

Zum Zeitverlauf des Momentenistwertes muß noch folgendes bemerkt werden: der Maschinenfluß wird durch analoge Integration der in einer in den Ständer eingelegten Meßwicklung induzierten Spannung gebildet. Da eine Integration bis zur Frequenz 0 auf Grund der bekannten Offsetprobleme nicht möglich ist, wurde diese durch ein PT_1 -Glied sehr niedriger Grenzfrequenz angenähert. Hierbei ergeben sich im Nulldurchgang der Drehzahl Offsetgrößen, die bei der Bildung des Drehmomentes grundfrequente Anteile liefern, die im tatsächlichen Moment nicht vorhanden sind.

Bild 5.3/3 zeigt das Verhalten des Versuchsantriebes bei einem dreieckförmigen Zeitverlauf des Drehzahlsollwertes. Hier werden die Grenzen der Strombetragsregelung deutlich. Bei der Umsteuerung des Drehmomentes müßte der Strom bis auf den Magnetisierungsstrom absinken. Hierzu ist jedoch eine sehr hohe Verstärkung des /I/- Reglers erforderlich, die bei stationärem Betrieb auf Grund der Verzerrungsströme zu Stromunruhen führt.

Ein rampenförmiger Zeitverlauf des Drehzahlsollwertes liefert Aussagen über die Genauigkeit der Vorsteuerung; dies beschränkt sich jedoch auf die konstante Änderung des Drehzahlsollwertes. Hier stellt der Betrieb mit sinusförmigem Drehzahlsollwertverlauf eine sinnvolle Ergänzung zur Beurteilung der Qualität einer Vorsteuerung dar, wie in Bild 5.3/4 gezeigt ist. Aufgenommen wurden der Drehzahlsoll- und Istwert sowie der Momentensoll- und Istwert.

6. Zusammenfassung

Durch die magnetische Kopplung zweier Wechselrichter mit einer Drehstromsaugdrossel lassen sich die Verzerrungsstromspitzenwerte stark reduzieren, ohne daß die Grundschiwingung beeinflußt wird. Dies führt zu einer besseren Ausnutzung der Maschine und der Wechselrichter. Die Bauleistung der DSD liegt weit unterhalb derjenigen, die bei gleicher Absenkung der Verzerrungsstromspitzen für lineare Vordrosseln benötigt wird.

Durch angepaßte Steuerverfahren läßt sich die DSD in allen synchronen Taktvarianten optimal ausnutzen. Die Verzerrungsstromreduktion kann hierbei über die Bauleistung in bestimmten Grenzen eingestellt werden.

Für den Betrieb muß eine kontinuierliche Ummagnetisierung der DSD sichergestellt werden. Dies bedeutet, daß vor allem sprungartige Änderungen der Phasenlage des Spannungssollraumzeigers vermieden werden müssen, um die Funktion der Saugdrossel nicht in Frage zu stellen. Daß dies für Antriebe, an die keine überdurchschnittlichen Anforderungen hinsichtlich der Dynamik gestellt werden, keine Einschränkung bedeutet, zeigt die realisierte Regelung, die unterstützt wird durch eine Vorsteuerung von Amplitude und Phasenlage des Spannungssollraumzeigers.

7. Literatur

- /1/ Appun, P.; Futterlieb, E.; Kommissari, K.; Marx, W.:
Die elektrische Auslegung der Stromrichterausrüstung
der Lokomotive 120 der Deutschen Bundesbahn.
Elektrische Bahnen. Bd. 80(1982)H.10, S. 290-314
- /2/ Holtz, J.; Wurm, H.P.: A new type of voltage fed
inverter for megawatt range.
Elektrische Bahnen. Bd. 80(1982)H.2, S. 214-221
- /3/ Windmöller, R.: Digitale Simulation einer Drehstrom-
saugdrossel.
etz- Archiv Bd. 1(1979)H.10, S.295-300
- /4/ Gierse, G.; Pestka, J.: Betriebsverhalten sättigbarer
Drehstromsaugdrosseln, Untersuchungen mit Hilfe einer
Modellsimulation.
etz- Archiv Bd. 3(1981)H.11, S.383-388
- /5/ Ramakers, H., Sesing, R.: Darstellung und Bestimmung
der Lastspannungszeitverläufe eines drehstromsaug-
drosselgekoppelten Doppelwechselrichtersystems durch
Raumzeiger.
etz- Archiv Bd. 6(1984) H.5
- /6/ Depenbrock, M.: A simple method to determine the
response of linear systems to a periodic input.
etz- Archiv Bd. 4(1982) H.5
- /7/ Kovacs, K.P.: Symmetrische Komponenten in Wechselstrom-
maschinen.
Basel: Birkhäuser, 1962
- /8/ Normenblatt DIN 13321: Komponenten in Drehstromnetzen
Beuth Verlag GmbH, Berlin u. Köln
- /9/ Depenbrock, M.; Ditteney, S: Spannungsverhältnisse bei
gekoppelten Drehstromwechselrichtern.
etz-A 97 (1976) H.11 S.668-6715

- /10/ Kuhn, W.; Moll, K: Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren für industrielle Antriebe.
BBC-Nachrichten. 65. 1983, Heft 11, S. 375-384
- /11/ Späth, H.: Steuerverfahren für Drehstrommaschinen.
Springer-Verlag, Heidelberg 1983
- /12/ Flügel ,W.: Drehzahlregelung der spannungsumrichter-
gespeisten Asynchronmaschine im Grunddrehzahl- und Feld-
schwäcbereich.
etz- Archiv Bd. 4(1982)H.5, S.143-150

A. Anhang

A1. Berechnung der Verzerrungsströme bei nicht idealer Maschine

Durch die magnetische Kopplung der Streufelder einer sechssträngigen Asynchronmaschine kommt es in der Praxis zu einer Verminderung der Streuinduktivität für alle Harmonischen, die in der Maschine auf Grund ihrer Phasenlage gegensinnige magnetische Flüsse verursachen. Im Falle zweier um 30° el. versetzter Ständerwicklungen ist dies für alle Harmonischen vom Sperrtyp der Fall, die von der DSD im Idealfall aufgenommen werden.

Bei dem zunächst verwendeten umgewickelten Normmotor gehörten Ober- und Unterspulen einer Nut nicht zum gleichen Wicklungssystem, so daß sich eine extrem starke Kopplung der Streufelder beider Systeme ergab. Dies führte auf eine für die Sperrtypspannungen wirksame Streuinduktivität, die nur etwa 10% der Streuinduktivität für die Durchlaßtypen betrug. Damit ist ein Betrieb dieses Motors mit einer sättigbaren DSD praktisch nicht mehr möglich.

Ausgehend von diesen Erfahrungen wurden bei der Wicklung des später zur Verfügung stehenden Umrichtermotors die beiden dreisträngigen Wicklungssysteme konsequent in verschiedenen Nuten untergebracht, so daß eine Kopplung so weit wie möglich vermieden wurde.

Messungen an dieser Maschine ergaben eine nur um 20% verminderte Streuinduktivität für die Sperrtypen, so daß dieser Motor auch ohne zusätzliche Vordrosseln durchaus mit einer sättigbaren DSD betrieben werden könnte.

Bei der Berechnung der Verzerrungsströme läßt sich eine derartige Kopplung einfach berücksichtigen, indem für die Sperrtypen eine andere Streuinduktivität zugrundegelegt wird, als für die Durchlaßtypen:

$$L_{\sigma,s} = b_s \cdot L_\sigma \quad (A1/1)$$

Berücksichtigt man dies in den in Abschnitt 2.2 angegebenen

Gleichungen, erhält man für die Sperrtypströme im allgemeinen Fall:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{s1} &= \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega b_s L_G} \int \underline{u}_{s1} dt - \frac{1}{b_s L_G} \frac{\pi^2}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{+j15^\circ} \underline{\psi} \quad (A1/2a,b) \\ \underline{i}_{s2} &= \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega b_s L_G} \int \underline{u}_{s2} dt + \frac{1}{b_s L_G} \frac{\pi^2}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} e^{-j15^\circ} \underline{\psi} \\ &= -\underline{i}_{s1} e^{-j30^\circ} \end{aligned}$$

Der Flußraumzeiger für den speziellen Fall einer linearen, nicht sättigbaren DSD ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_{lin} &= \frac{4}{\pi^2} \sqrt{\frac{2}{3}} b e^{-j15^\circ} L_G \underline{i}_{s1} \quad (A1/3) \\ &= \frac{1}{\omega} \frac{2b}{b_s + 2b} \sqrt{\frac{2}{3}} e^{-j15^\circ} \int \underline{u}_{s1} dt \end{aligned}$$

Damit erhält man für den Sperrtypstrom des ersten Systems bei nicht sättigbarer DSD:

$$\underline{i}_{s1,lin} = \frac{\pi^2}{2} \frac{1}{\omega} \frac{1}{b_s + 2b} \frac{1}{L_G} \int \underline{u}_{s1} dt \quad (A1/4)$$

Für den Fall einer sättigbaren DSD muß analog zu Abschnitt 2.2.3 zunächst der Flußraumzeiger bestimmt werden. Durch Einsetzen von (2.2.3/5) und (A1/3) in (A1/2) erhält man nach Umformung die Gleichung

$$\frac{b_s}{2b} \underline{\psi}_0 = \frac{b_s + 2b}{2b} \underline{\psi}_{lin} - \underline{\psi} \quad (A1/5)$$

Durch Auflösen des hierin enthaltenen Gleichungssystems entsprechend (2.2.3/7)ff. erhält man den allgemein gültigen Flußraumzeiger, der zur Berechnung der Sperrtypströme entsprechend (A1/2) erforderlich ist.

A2. Ergebnisse

Bei der vorgeschlagenen Dimensionierung der DSD entsprechend Abschnitt 2.5 mit einer bezogenen Hauptinduktivität von $b=6$ nimmt eine lineare Saugdrossel nahezu die gesamte Spannung vom Sperrtyp auf, so daß sich im Fall der Kopplung der Streuinduktivität der Maschine weder die Verzerrungsströme, noch die Flußbelastung der DSD in für die Praxis relevantem Maße ändern.

Nicht zu vernachlässigen ist jedoch die Erhöhung der Verzerrungsströme beim Betrieb mit einer sättigbaren Saugdrossel. Hierbei soll die Berechnung auf eine Auslegung der DSD mit $b=6$ beschränkt werden, da dieser Wert, wie bereits erwähnt, einen guten Kompromiß zwischen Verzerrungsstromreduktion und Aufwand darstellt. Hinsichtlich der Maschine wird von einem Verhältnis

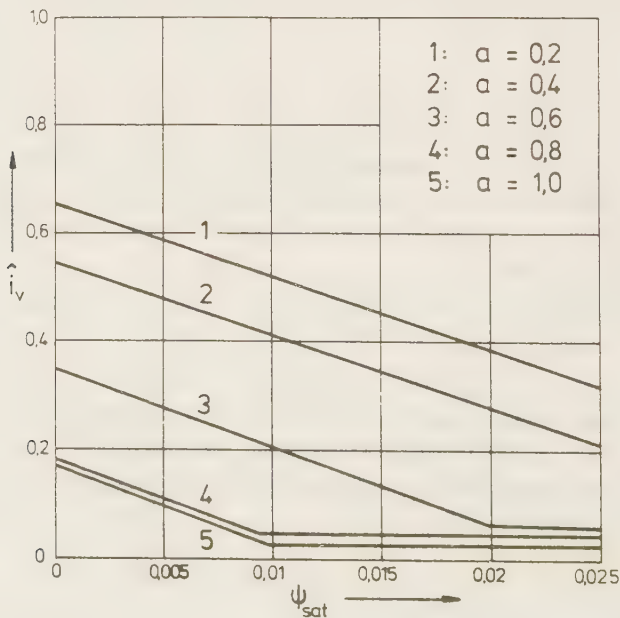
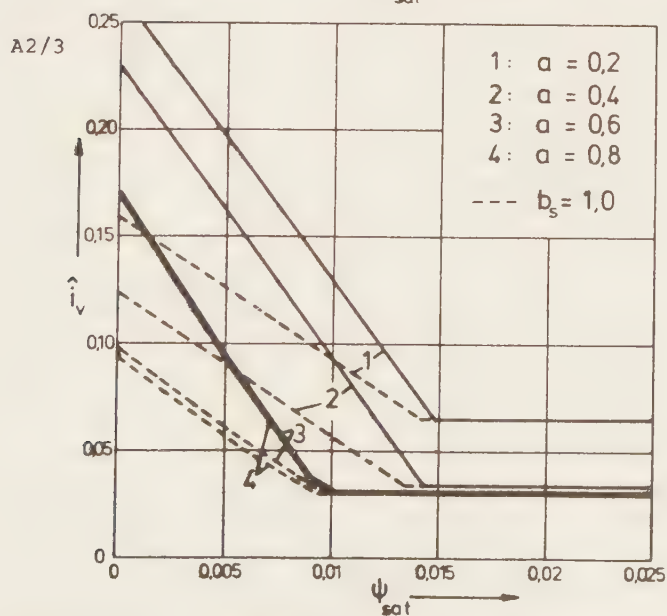
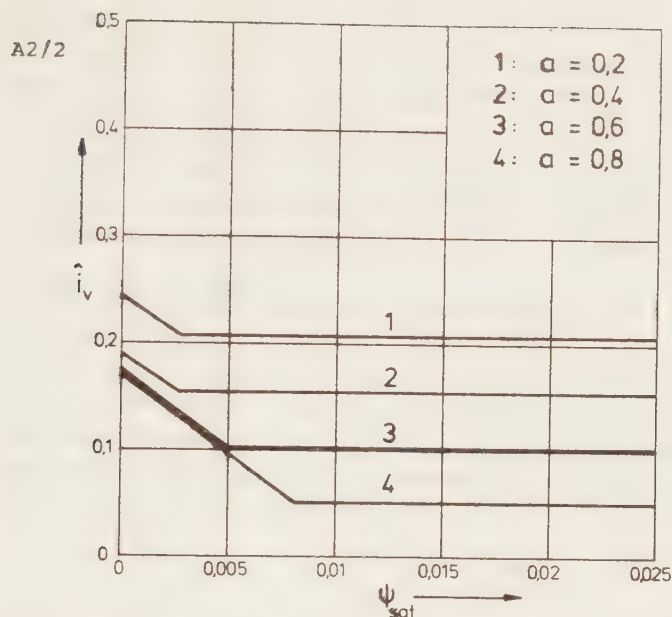


Bild A2/1: Verzerrungsstromspitzenwert für die Dreifach-taktung, $b=6$, $b_s=0,5$



Bilder A2/2 u. A2/3: Verzerrungsstromspitzenwert für die Fünffach- (A2/2) und die Siebenfachtaktung (A2/3), $b=6$, $b_s=0,5$

$b_s=0,5$ ausgegangen, was für praktisch realisierte Maschinen in etwa einen Mittelwert darstellt.

Die Diagramme zeigen die Verzerrungsstromspitzenwerte als Funktion des Sättigungsflusses der DSD. Parameter ist hierbei die Aussteuerung, wobei im Falle der Dreifachtaktung zusätzlich noch die Kurve für $a=1$ eingezeichnet ist, was der Grundfrequenztaktung entspricht.

Vergleicht man die dargestellten Diagramme mit den in den Bildern 2.5/4-6 gezeigten, stellt man fest, daß sich im ungesättigten Betrieb die Verzerrungsströme kaum unterscheiden. Im Bereich der Sättigung ändert sich gegenüber einer Maschine mit ideal entkoppelten Systemen die Steigung der Verzerrungsstromkurven. Im Diagramm der Siebenfachtaktung sind die Verzerrungsstromspitzenwerte noch einmal für $b_s=1$ gestrichelt eingezeichnet.

Lebenslauf

Ralf Sasing

Persönliche Daten

	geboren am 5.9.1958 in Lünen
Eltern	Alex und Liesel Sasing
Familienstand	verheiratet seit 1983 mit Heike Sasing, geb. Zdunek Nov. 1986 Geburt des Sohnes Andreas

Ausbildung

Volksschule	1965 - 1968 Canisiusschule in Marl
Gymnasium	1968 - 1977 Gymnasium im Loekamp in Marl Abitur Juni 1977
Studium	1977 - 1982 Ruhr- Universität Bochum, Abteilung für Elektrotechnik Diplom September 1982

Berufstätigkeit

seit Oktober 1982
wissenschaftlicher Angestellter am
Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung
elektrischer Energie der Ruhr-Univer-
sität Bochum

